ISSN-0033-765X

1 · 1996

# РАДИО

АУДИО·ВИДЕО·СВЯЗЬ·ЭЛЕКТРОНИКА·КОМПЬЮТЕРЫ




ИЗДАЕТСЯ С 1924 ГОДА

1
1996



**1 • 1996**

**МАССОВЫЙ ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ**

**аудио • видео • связь электроника • компьютеры**

ИЗДАЕТСЯ С 1924 ГОДА

УЧРЕДИТЕЛЬ: РЕДАКЦИЯ ЖУРНАЛА "РАДИО"

Зарегистрирован Комитетом РФ по печати 21 марта 1995 г. Регистрационный № 01331



**Адрес редакции:** 103045, Москва, Селиверстов пер., 10

**Телефон для справок и группы работы с письмами** — 207-77-28.

**Отделы:** общей радиоэлектроники — 207-88-18;

аудио, видео, радиоприема и измерений — 208-83-05;

микропроцессорной техники и технической консультации — 207-89-00;

оформления — 207-71-69;

группа рекламы и реализации — 208-99-45.

Тел./факс (095) 208-77-13; 208-13-11.

"КВ-журнал" — 208-89-49.
РИП "Символ-Р" — 208-81-79.

Наши платежные реквизиты: почтовый индекс банка — 101000; для индивидуальных плательщиков и организаций г. Москвы и области — ИНН 7708023424, ЗАО "Журнал "Радио", р/сч. 400609329 в АКБ "Бизнес" в Москве, МФО 44583478, уч. 74; для иногородних организаций-плательщиков — р/сч. 400609329 в АКБ "Бизнес", МФО 201791, корр.сч. 478161600 в РКЦ ГУ ЦБ.



Подписано к печати 21.12.1995 г. Формат 60x84/8. Бумага мелованная. Гарнитуры "Гельветика" и "Прагматика". Печать офсетная. Объем 8,0 печ.л., 4,0 бум. л. Усл. печ. л. 7,4.

В розницу — цена договорная.

**Подписной индекс по каталогу "Роспечати" — 70772**

Отпечатано UPC Consulting LTD (Vaasa, Finland)





**НА ПЕРВОЙ СТРАНИЦЕ ОБЛОЖКИ. С 3 по 11 октября 1995 г. в Женеве прошла выставка "TELECOM-95". На крупнейшей в мире экспозиции в области телекоммуникаций, проводимой раз в четыре года, свои новейшие разработки представили более 1000 фирм из многих стран мира. На наших снимках — торжественное открытие выставки; экспозиции России, концерна "ALCATEL" и фирмы "NOKIA".**

**Фоторепортаж А. ГОРОХОВСКОГО**

## ДОРОГИЕ ДРУЗЬЯ ЖУРНАЛА!

**Вот и наступил Новый, 1996 год. В нашей с вами жизни, в жизни страны в декабре прошлого года произошло большое событие — избран новый парламент. Будем надеяться, что его депутаты не внесут радикальных изменений в ту политическую и экономическую обстановку, к которой мы стали привыкать, а точнее, стали вырабатывать в себе качества, необходимые для работы в условиях рыночной экономики. Как показывает опыт, многие развитые страны, в том числе и те, которые достигли успехов в последние 20—30 лет, в своем развитии опирались на законы именно такой экономики.**

**По этому пути идет сейчас и наша страна. Сошлюсь лишь на один положительный пример работы в новых условиях. Творчески осваивая возможности рыночной экономики, близкая нам отрасль — "Связь" за четыре года реформ существенно продвинулась вперед, несмотря на трудности нашего непростого времени. Об этом идет речь в первой статье этого номера "Реформа в связи". Думается, пример связистов весьма убедительный. К сожалению, многие предприятия радиотехнического и электронного профиля все еще не нашли себя и зачастую пребывают в плачевном состоянии. Об этом свидетельствует тот факт, что отечественные изделия бытовой радиоэлектроники почти исчезли с полок магазинов — они не конкурентоспособны в сравнении с аналогичной зарубежной аппаратурой. Эти проблемы не могут не интересовать наших читателей, и редакция своими публикациями в 1996 году попытается помочь им разобраться в создавшейся ситуации, ответить на волнующие их вопросы.**

**Проведенный нами в прошлом году анкетный опрос читателей "Радио" показал, что они, в основном, положительно относятся к традиционным рубрикам журнала, удовлетворены уровнем помещаемых в нем статей, их тематикой. Конечно, это не означает, что в ответах на вопросы анкеты нет вполне справедливых критических высказываний и полезных пожеланий. В одном из ближайших номеров будет опубликован достаточно подробный анализ полученных редакцией откликов.**

**В 1996 году мы сохраним рубрики журнала. Но редакции совершенно ясно, что надо расширять, к примеру, такой раздел, как "Справочный листок". Немалый интерес проявляется к быстро развивающейся Си-Би связи (гражданской связи), и мы намереваемся сделать этот раздел обязательным в каждом номере журнала.**

**Полки магазинов сегодня буквально завалены самыми разнообразными зарубежными радиоэлектронными изделиями. Редакция будет регулярно информировать о них читателей, оценивать преимущества и недостатки этой аппаратуры, квалифицированно советовать ее покупателям.**

**В ближайших номерах мы намерены ввести постоянную рубрику, материалы которой будут рассказывать о популярных сегодня видах подвижной радиосвязи — сотовой, пейджерной и некоторых других. Дело в том, что число абонентов, среди которых немало наших читателей, пользующихся услугами этих видов связи, постоянно растет. Кроме того, многие из них сейчас работают в фирмах различных форм собственности и профессионально занимаются созданием и обслуживанием сетей подвижной радиосвязи. Подобные статьи окажутся полезными и для тех, кто различными видами связи просто пользуется.**

**Напоминаем, что с 1996 года объем журнала возрастает до 68 страниц. Думаем, что в дальнейшем нам удастся еще увеличить его, причем без повышения стоимости журнала.**

**В наступившем году редакция проведет очередную, ставшую теперь традиционной, лотерею среди подписчиков журнала. Как всегда, в ней будут разыграны ценные и поощрительные призы. Более подробно о лотерее "Радио-96" вы прочтете в № 3 журнала.**

**Думается, наших постоянных и новых корреспондентов заинтересует и такая информация. Уже с № 11 за 1995 год редакция резко повысила авторский гонорар — в среднем до 100000 руб. за каждую журнальную полосу (это примерно пять стандартных машинописных страниц). Из этого, в частности, следует, что вы, опубликовав в журнале статью объемом, скажем, всего около одной полосы, сможете получать журнал в течение полугода. О вашем желании так поступить следует сообщить нам письмом примерно следующего содержания: прошу причитающийся мне гонорар за статью (или соответствующую часть гонорара) удержать в счет оплаты за подписку на "Радио". Напоминаем, что подписаться на журнал можно как в редакции, так и в почтовом отделении. Редакция продолжает издавать "КВ журнал" с периодичностью четыре номера в год.**

**Надо также учесть, что гонорар будет изменяться в соответствии с темпами инфляции.**

**Вот очень кратко о том, что вас ожидает в журнале "Радио" в наступившем году.**

**В заключение хотелось бы в новом году пожелать всем вам, дорогие читатели, всего самого доброго, благополучия, успехов в вашем творчестве на ниве радиотехники и электроники.**

**А. ГОРОХОВСКИЙ, главный редактор**



## СТЕРЕОКОМПЛЕКС "МОРИОН"

Полный усилитель "**Морион 200У-103С**" (на фото вверху) предназначен для высококачественного усиления электрических сигналов от электропроигрывателей, магнитофонов, лазерных проигрывателей и других источников звуковых программ. В усилителе предусмотрена защита акустических систем от перепада напряжения при включении усилителя, защита усилителя от короткого замыкания в нагрузке и от перегрева выходных транзисторов, имеется индикация включения входа и выхода для записи сигнала на магнитофон и индикация перегрузки выхода для подключения акустических систем.



Основные технические характеристики. Номинальная (долговременная максимальная) выходная мощность на нагрузке 8 Ом — 2x100 (2x200) Вт; эффективный диапазон частот — 20...25000 Гц; коэффициент гармоник — не более 0,05 %; потребляемая мощность — не более 330 Вт; габариты — 430x110x362 мм; масса — 13 кг.

•

Стационарный десятиполосный эквалайзер **"Морион Э-103С"** (на фото в центре) обеспечивает раздельную регулировку АЧХ каждого из каналов высококачественных звуковоспроизводящих комплексов.

Основные технические характеристики. Пределы регулировки уровня выходного сигнала на частотах 32, 63, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000 и 16000 Гц — ±12 дБ; отношение сигнал/шум (взвешенное значение) — 98 дБ; коэффициент гармоник — 0,03 %; габариты — 430x110x320 мм; масса — 4 кг.

•

Стационарный кассетный магнитофон-приставка "**Морион МП-101С**" (на фото внизу) предназначен для записи и последующего воспроизведения речевых и музыкальных программ на магнитную ленту в кассетах МК60 и МК90.

В магнитофоне применен трехмоторный прямой привод ЛПМ. Используется сендастовая магнитная головка, имеются переключатель типа ленты, вакуумно-люминесцентный индикатор уровня записи и воспроизведения, электронный автостоп, эффективная компандерная система шумопонижения, квазисенсорный переключатель режимов работы. В "Морионе МП-101С" предусмотрен обзор записей при перемотке ленты с прослушиванием каждой фонограммы в течение 15 с, возможно программирование воспроизведения не менее 15 участков выбранных фонограмм, автоповтор заданной программы.

Основные технические характеристики. Скорость ленты — 4,76 см/с; коэффициент детонации — ±0,14%; рабочий диапазон частот — 31,5...18000 Гц; коэффициент гармоник — не более 2,5%; относительный уровень шумов в канале записи—воспроизведения при использовании ленты с магнитным слоем $Fe_2O_3$ — не менее 60, а с магнитным слоем $CrO_2$ — не менее 68 дБ; потребляемая мощность — не более 25 Вт; габариты — 430x120x320 мм; масса — 7,5 кг.

## ВНИМАНИЮ ДИСК-ЖОКЕЕВ

Фирма Denon начала серийный выпуск совершенно новых пультов дистанционного управления профессиональными аудиоаппаратами — декой DN-730R и проигрывателем компакт-дисков DN-600F. Пульт выполнен в виде наручных часов обычных размеров, у которых вместо циферблата имеется кнопочная клавиатура. Полезность новинки оценят в первую очередь диск-жокеи в дискотеках, пользующихся большой популярностью.

*"Stereo & video"*

## С СИСТЕМОЙ PAL plus — В БУДУЩЕЕ

У телевидения высокой четкости по системе HD-Mac пока не очень-то большие перспективы. И прежде всего, из-за несовместимости с уже имеющимися в эксплуатации в огромном количестве старых телевизионных приемников. Поэтому до введения цифровых систем вещания сегодня в качестве альтернативного решения проблемы наиболее приемлемой следует считать модифицированную систему PAL plus. В ее основу положена давно и успешно работающая система цветного телевидения PAL, дополненная элементами, позволяющими полноценно выводить изображение на телевизоры с форматом экрана 16:9.

Телевизоры старых моделей практически тоже способны принимать передачи по новой системе, но без реализации дополнительных возможностей. Прием же телевизионных программ в модифицированном варианте осуществим лишь при наличии специального блока декодера. Он представляет собой несложное устройство — в новых приемниках оно предусмотрено, а для старых — выпускается в виде узла, который нетрудно установить дополнительно.

А как обстоят дела с подготовкой новых телевизионных программ? Некоторые компании в Германии (ARD, ZDF, Premiere, BR3) уже приступили к модернизации техники и созданию программ в формате 16:9. Число таких компаний и объем вещания неуклонно растут. Соответственно увеличивается и спрос на широкоформатные телевизоры.

В цифровом телевидении, развитие которого начинается после запуска спутника "Astra 1E", бизнесмены от телевизионной индустрии конкурентов на ближайшие годы пока не видят.

*"Test"*

## "ВЕРАС РП-225"

Всеволновый приемник "Верас РП-225" рассчитан на прием радиовещательных станций в диапазоне длинных (148,5...283,5 кГц), средних СВ1 (525...1300 кГц) и СВ2 (1300...1607 кГц), коротких 49 м (5950...6200 кГц), 31 м (9500...9775 кГц), 25 м (11700...11975 кГц), 19 м (15100...15450 кГц), 16 м (17,700...17900 кГц) и ультракоротких (65,8...74 МГц) волн. Переключение диапазонов — электронное, в диапазоне УКВ предусмотрен фиксированный выбор четырех программ.



Прием радиостанций ведется на две встроенные антенны: магнитную (в ДВ и СВ диапазонах) и телескопическую (в КВ и УКВ диапазонах). В диапазоне УКВ — автоматическая подстройка частоты, отключаемая система бесшумной настройки. Имеется возможность регулирования тембров по низким и высоким частотам, подключения внешней антенны, магнитофона и миниатюрного телефона. У приемника крупная шкала и мягкий верньер. Пользоваться им удобно и приятно.

Питание — универсальное: от автономного источника напряжением 9 В (6 элементов 343), от бортовой сети автомобиля напряжением 12 В и сети переменного тока.

Основные технические характеристики. Диапазон воспроизводимых частот АМ тракта — 200...3500 Гц, ЧМ — 125...10 000 Гц; максимальная выходная мощность усилителя ЗЧ — 1 Вт; габариты — 350x252x89 мм; масса — 2,5 кг.

## "КАРАОКЕ"

Японские конструкторы создали новое развлечение для владельцев радиоаппаратуры. Называется оно "караоке", что в переводе на русский означает "пустой оркестр, без голоса". На мировом рынке уже продаются магнитофоны, проигрыватели и видеомагнитофоны, обеспечивающие функцию "караоке". При ее реализации с помощью полосовых фильтров (в простых аппаратах) или цифровыми методами (в более сложных) подавляется вокальная партия воспроизводимого музыкального произведения и оригинальное исполнение профессионального певца заменяется индивидуальным исполнением песни одним или несколькими слушателями.

За сравнительно короткий срок "караоке" завоевало большую популярность у многих любителей пения, и специалисты считают, что через год-два почти вся бытовая аппаратура будет обеспечивать эту новую функцию. И это вполне вероятно. Ведь очень заманчиво, нажав на соответствующую кнопку магнитофона или проигрывателя и подключив к ним микрофон, услышать свое пение в сопровождении хорошего оркестра, а при известном воображении и способностях даже почувствовать себя эстрадной "звездой".

Совершенствование устройств, обеспечивающих функцию "караоке", продолжается. Например, недавно появился в продаже проигрыватель CD Graphik, способный воспроизводить фонограммы компакт-дисков, на которых вместе с музыкальной записана текстовая информация. Причем текст может отображаться на экране телевизора, а это значит, что начинающий исполнитель способен заменить профессионального певца даже без знания текста музыкального произведения. Уже начали выпускаться не только классические компактные диски, но и записанные подобным образом видеодиски, а также устройства для их воспроизведения — видеопроигрыватели с функцией CD Graphik. Теперь текст песен появляется на экране телевизора на фоне видеоклипов, причем слова, которые нужно произносить в данный момент, закрашиваются в такт музыке, так что исполнитель не может ошибиться.

Помимо бытовой, освоено производство профессиональной аппаратуры с функцией "караоке", которой оснащаются бары, ночные клубы, дискотеки. В Японии никто не пойдет в такое заведение, где нет "караоке", оно стало атрибутом любого развлечения. Появились подобные клубы и в Москве. Они также не страдают от отсутствия посетителей.

*"Stereo & Video",*
*"Деловые люди"*

## БУКЕТ ОТ КОМПЬЮТЕРА

Бутылку французского шампанского или букет цветов отныне можно заказать в Британии не только по телефону, но и с персонального компьютера в режиме "On line". Восемь крупнейших британских домов розничной торговли открыли свои электронные двери через систему Compuserv. Достаточно сделать заказ и указать номер своей кредитной карточки — и можно считать, что покупка сделана.

Пользоваться новой услугой недорого: повременная плата не взимается, хотя пользователь должен быть подписчиком издания "Compuserv", что стоит 6 фунтов 50 пенсов в месяц.

Правда, потребители пока еще побаиваются использовать это новшество. Как показали исследования, 85 % покупателей не решаются доверить номера своих кредитных карточек компьютерному пространству.

*"Известия из Лондона"*

# РЕФОРМА В СВЯЗИ

*В промышленно развитых государствах, а теперь и в ряде развивающихся стран, телекоммуникации принадлежат к наиболее динамично прогрессирующим инфраструктурам. И это закономерно. Связь является одним из важнейших факторов подъема экономики государства и вместе с тем весьма доходной отраслью. Сказанное, естественно, в полной мере относится и к России, переживающей ныне сложный политико-экономический этап в своей жизни. И важным условием стабилизации экономики страны является развитие современных средств связи.*

*В канун нового года министр связи Российской Федерации В. Б. Булгак выступил на Всероссийском совещании руководителей предприятий электрической связи с подробным докладом, в котором проанализировал ход реформ, проводимых в отрасли "Связь", сформулировал как важнейшие задачи сегодняшнего дня, стоящие перед отраслью, так и перспективные.*

*Ниже мы излагаем фрагментарно основные положения доклада министра связи на этом совещании, безусловно, представляющие интерес для читателей журнала, многие из которых трудятся на предприятиях связи различных форм собственности, как эксплуатационных, так и производящих телекоммуникационное оборудование и аппаратуру, не говоря уже о том, что все мы ежедневно являемся потребителями услуг связи.*



**Во время проведения выставки "TELECOM-95" в октябре 1995 г. в Женеве министр связи РФ В. Б. Булгак (в центре) совместно с шведской фирмой "Эриксон" подписал "Меморандум о взаимопонимании и основных принципах сотрудничества в развитии средств и сетей связи на территории Российской Федерации". Слева заместитель министра Н. С. Мардер, справа — начальник управления международного сотрудничества минсвязи В. Н. Тур.**

**Фото Б. СТЕПАНОВА**

Анализируя четырехлетний ход реформ в области связи, В. Б. Булгак подчеркнул, что одной из главных задач в этот период явилось создание нормативно-правовой базы, которая бы регулировала деятельность в области связи всех хозяйственных субъектов на территории России.

— За истекшие годы, — подчеркнул министр, — Президентом Российской Федерации, парламентом и правительством, а также федеральными органами исполнительной власти было принято несколько десятков правовых документов. Более трех лет шла работа по подготовке Закона "О связи", который 15 февраля 1995 г. был подписан Президентом Российской Федерации. Однако принятие этого закона не только не завершило создание нормативной базы, но, более того, потребовало разработки новых документов.

В "Радио" № 12 за 1995 г. журнал подробно рассказал о роли Закона "О связи" в экономической, социальной и общественной жизни страны. Ныне процесс законотворчества применительно к отрасли "Связь" активно продолжается. Идет подготовка комментариев к Закону и пакета документов, например, постановления о порядке присоединения к сети связи общего пользования сетей юридических и физических лиц.

Всероссийское совещание руководителей предприятий электросвязи проводилось впервые после того, когда практически завершилась структурная перестройка отрасли, и министр дал весьма четкую характеристику итогов этого процесса реформ.

В результате структурной перестройки образовались три типа предприятий: почтовой связи, электрической связи, трансляции программ телевидения и радиовещания. Предприятия электросвязи по организационно-правовой форме относятся преимущественно к акционерным обществам (АО); предприятия, распространяющие программы телевидения и радиовещания, имеют государственный статус. Как показывает анализ, у АО электросвязи вполне устойчивое финансовое положение. Они положительно зарекомендовали себя как у акционеров, так и у инвесторов. Значительно хуже обстоит дело у государственных предприятий, скованных рядом правовых и тарифных ограничений. Поэтому представляется важным поиск новых организационно-правовых форм для теле- и радиопредприятий. Сейчас готовятся правовые акты по вопросам акционирования этих предприятий.

По мнению министерства, логическим завершением структурной перестройки отрасли явится образование крупных финансово-промышленных групп связи. Сама жизнь потребовала объединения усилий различных компаний. Так возникли Ассоциации операторов сотовой и документальной связи. Ряд организаций создали совместные предприятия. Те из них, кто имел финансовую возможность, стали приобретать акции других телекоммуникационных фирм.

Эту практику следует продолжить, строго соблюдая при этом антимонопольное законодательство. В министерстве уже начата предварительная проработка вопросов создания финансово-промышленных групп отрасли. Важно обеспечить замкнутый цикл денежного обращения, что позволит каждому вложенному в отрасль рублю работать с наивысшей эффективностью.

На основе Закона "О связи" и вводимых в дальнейшем новых подзаконных актов министерство связи в 1996 г. будет, с одной стороны, способствовать расширению деловой активности и поддерживать инициативы предприятий связи, а с другой — осуществлять государственное регулирование их деятельности. Крайне важно, чтобы все телекоммуникационные сети в России функционировали как единый взаимоувязанный комплекс. Ведь в любой стране эффективная, четко работающая связь основывается на жестко контролируемом государством рынке телекоммуникационных услуг.

В этих целях более активно будут использованы механизмы лицензирования и сертификации, а также непосредственный контроль за деятельностью предприятий связи через органы Главгоссвязьнадзора. Укрепление порядка работы, особенно в радиовещании и телевидении, где пользуются лицензиями министерства связи более 800, главным образом, коммерческих компаний — дело весьма важное. Строго контролируется техническое состояние передающих устройств. Только в 1995 г. было лишено лицензий 51 предприятие.

В настоящее время начались перерегистрация лицензиатов и выдача документов на новых защищенных бланках лицензий.

У пользователей телефонами, факсимильными аппаратами, почтовой и телеграфной связью совершенно естественно проявляется повышенный интерес к тарифам на услуги связи.

Можно соглашаться и не соглашаться с тарифной политикой министерства, оспаривать объяснения экономистов отрасли, критиковать взгляды руководителей министерства на эту проблему. Однако внимательно ознакомиться с доводами, приведенными в докладе министра, просто необходимо.

Как отметил В. Б. Булгак, тарифы на услуги связи в декабре 1994 г. по сравнению с концом 1991 г. возросли в 1073 раза. Казалось бы, беспрецедентный рост. Но за этот же период в основных отраслях промышленности цены возросли еще больше: в целом по промышленности — в 1122 раза, электроэнергетике — в 2468 раз, на транспорте — в 2197 раз. Из этих цифр наглядно видно отставание роста тарифов на услуги связи от уровня роста цен на продукцию ряда отраслей промышленности, хотя услуги связи в затратах промышленности занимают всего лишь 0,29%. Особенно это касается тарифов на услуги местной телефонной связи, предоставляемые населению и бюджетным организациям.

О низком уровне тарифов для населения свидетельствует и уменьшение доли расходов на услуги связи в бюджете семьи (по данным Госкомстата — 0,3 %). Регулируемые тарифы на услуги связи не компенсируют даже их себестоимости, особенно это касается предприятий телевизионного и радиовещания. Попытка сбалансировать расходы и доходы за счет тари-

фов для хозрасчетных организаций ведет к дальнейшему разбросу диапазона тарифов, что не может не иметь своих границ.

Министерство связи в новом году будет принимать меры по дальнейшей либерализации и сближению тарифов для различных категорий клиентов, этим же постоянно должны заниматься руководители предприятий связи.

В 1996 г. должен начать действовать государственный орган по регулированию естественных монополий в связи, именно он будет регулировать тарифы на отдельные виды услуг связи.

Неизменной остается позиция министерства и к предоставлению льгот различным категориям пользователей. Она однозначно определена в Законе "О связи": тот, кто установил льготы по оплате, тот и должен компенсировать связистам недополученные суммы. Тарифная политика вплотную соприкасается с вопросами организации расчетов с абонентами. Министерству представляется важным поэтапное введение единой системы расчетов за услуги электросвязи с помощью дебетных и кредитных карточек. Неоднократно обсуждалась проблема введения повременной системы оплаты местных телефонных разговоров. Здесь тоже немалый резерв экономии. Важны и социальные последствия введения повременной оплаты. Внедрение этой системы расчетов должно сопровождаться глубоко продуманной тарифной политикой и разъяснительной работой с клиентами, в частности, важно хорошо представлять себе, что каждый клиент будет оплачивать именно ему оказанные услуги, а не средние по сети.

В ходе реформ принципиально изменились функции и права министерства связи — сокращена управленческая и усилена регулирующая функция министерства. При этом учитывается, что в условиях рыночных отношений на просторах России непрерывно появляются все новые и новые связистские фирмы, компании, предприятия разных форм собственности. В этих условиях тем более важна роль минсвязи, которое от имени государства осуществляет единую техническую политику на всем телекоммуникационном пространстве. Ныне министерство в своей деятельности опирается на важнейшее положение Закона "О связи", провозгласившего суверенитет Российской Федерации в области федеральной связи на всей ее территории.

Это положение имеет прямое, непосредственное отношение к развитию и функционированию федеральной сети связи. В своем докладе В. Б. Булгак привел несколько примеров, словно иллюстрируя сказанное.

В 1995 г. Государственная комиссия электросвязи одобрила принципы присоединения к сети связи общего пользования. К коммутируемым сетям связи общего пользования допускается присоединение только на уровнях и в местах, определенных лицензиями. Операторы присоединяемых сетей электросвязи должны компенсировать часть затрат, понесенных на создание сети связи общего пользования.

Это — одна из сторон государственного регулирования в федеральной связи. Другая касается применения оборудования при развитии сети связи общего пользования.

Из-за трудностей технической эксплуатации, вероятности несанкционированного воздействия на системы связи министерство ограничивает многообразие типов применяемого оборудования, в том числе импортного коммутационного оборудования на сетях связи общего пользования. При этом учитывается мировой опыт, в частности практика Германии. На местных телефонных сетях России сегодня, как правило, допускается не более двух типов цифрового импортного оборудования АТС. Все оборудование подлежит обязательной сертификации. Проектируемые сети должны отвечать установленным требованиям по системам сигнализации, управления, по оперативно-розыскной деятельности, а проектно-сметная документация — проходить экспертизу. Приемка объектов в эксплуатацию будет осуществляться с обязательным участием представителей Госсвязьнадзора.

Министр в своем докладе анализировал и экономическую стратегию в ходе реформ, которая должна была не замедлять темпы развития электросвязи в условиях становления рыночных отношений. Напомним некоторые данные, приведенные В. Б. Булгаком. Они свидетельствуют, что в отличие от многих отраслей промышленности отрасль "Связь" достигла устойчивых экономических показателей и продолжает развиваться. В 1994—1995 гг. в эксплуатацию введено примерно 2,5 млн номеров АТС. Такого в России не было никогда. За три года введено 45 тыс. новых международных телефонных каналов (в 1992 г. их было менее 1000). Обновлен более чем на половину парк междугородных телефонных станций на самом современном оборудовании, введены сотовые сети и сети персонального вызова. При этом государственное финансирование в связь — мизерное. Например, в 1995 г. оно составило менее 6 %.

В чем же заключается "экономическое чудо", позволившее связистам добиться осуществления масштабных программ строительства новейших цифровых магистралей, современных коммутационных объектов, других сетей и объектов связи?

— Основную массу инвестиций в 1995 г., — пояснил министр, — дали преимущественно крупные инвестиционные институты и компании, как отечественные, так и зарубежные. Удалось добиться привлечения иностранного капитала в строительство и развитие российской связи на весьма выгодных для нас условиях. Доля иностранных инвестиций выросла в 1995 г. до 43,5 % от всех капиталовложений и составила внушительную сумму — около 520 млн долларов США. Причем большая часть этих средств предоставлена связистам без правительственных гарантий. Это стало возможным в результате структурных преобразований в отрасли, появления в России надежных отечественных компаний, совместных предприятий, развития рынка ценных бумаг.

В 1996 г. ожидается, что сумма инвестиций и финансирование методами рыночной экономики развития электросвязи вырастет до 750 млн долларов США. При этом связисты ориентируются на привлечение крупных инвесторов на конкурсной основе, особенно при продаже больших пакетов акций. Ощущается постоянно возрастающий интерес к акциям компаний связи, несмотря на относительно высокие их цены, просматривается стремление приобретать и сосредоточивать пакеты акций в одних руках. Особенно наглядно это проявилось при продаже акций новой российской компании АО "Связьинвест". При этом необходимо увеличить привлечение средств населения в развитие связи, в первую очередь местных телефонных сетей, широко используя механизмы, предусмотренные программой "Российский народный телефон", утвержденной Указом Президента Российской Федерации Б. Н. Ельцина 11 января 1995 г.

В своем выступлении министр коснулся некоторых проблем внедрения в телекоммуникационное пространство принципиально новых для нас средств связи, современных информационных технологий, которые шагнули из-за рубежа. К чести связистов, они не пошли по традиционному еще недавно пути: "Не пущать!". Еще не забыты, например, те бюрократические завалы, через которые пришлось пробиваться, чтобы утвердить в правах гражданства "гражданский диапазон — 27 МГц" (диапазон для Си-Би радиосвязи). Новые времена — новые подходы. Современные информационные технологии были встречены цивилизованно, с выделением частотных участков в диапазонах 27 МГц, 100—108 МГц, 450, 800 и 900 МГц и перспективой использования диапазонов 1800 и 2100 МГц. При этом достаточно оперативно готовятся документы для развития телекоммуникаций в новых диапазонах.

— Еще несколько лет назад, — говорилось в докладе министра, — трудно было представить, насколько привычными в России станут пейджеры и радиотелефоны, компьютерные сети передачи данных или факсимильная связь. Внедрение новых технологий потребовало создания нормативных документов по их применению. В 1995 г. были приняты "Концепция использования в России транкинговых систем при организации коммерческих сетей связи", "Концепция развития документальной электросвязи". Совместно с ранее принятыми концепциями развития в России сетей сухопутной подвижной радиосвязи общего пользования, пейджерной связи, применения коммутационной техники и ряда других они образуют систему нормативных актов по созданию современных сетей электросвязи в России.

Технические, экономические, геополитические и другие изменения потребовали создания нового плана нумерации сети связи Российской Федерации. Кроме того, Международным союзом электросвязи время 23 часа 59 минут 31 декабря 1996 г. определено как точка отсчета введения пятнадцатизначной нумерации мировой сети. Поэтому в 1996 г. предстоит организовать работу всех связистов России по вводу нового плана нумерации.

Весьма серьезную озабоченность вызывают проблемы дальнейшего развития спутниковой связи России. Лишь бюджетным финансированием и созданием только государственных ИСЗ тут не обойтись. Представляется, что поиск нестандартных инвестиций для развития космических программ на базе объединения потенциала и ресурсов всевозможных организаций должен стать одной из задач 1996 г. Более четко предстоит определить перспективы использования для космической связи и вещания как отечественных, так и международных космических систем "Интелсат" и "Евтелсат". Координацию пользователей услуг космической связи в международных системах обеспечивает государственное предприятие "Космическая связь".

Сегодняшнее непростое время ставит перед связистами задачу поиска нестандартных путей реализации сложнейших вопросов развития телекоммуникаций на современной научно-технической базе и новейших технологиях. Но с их решением прогресс остановиться не может — возникают новые и еще более сложные проблемы. Такова диалектика развития. Чтобы не отстать, требуется много новых знаний, энергии и инициативы от всех, кто участвует в развитии электрической связи.

В новом году работникам отрасли "Связь" предстоит адаптироваться к объективным условиям развития России. ■

# МИКРОСХЕМЫ TDA46** В МНОГОСИСТЕМНОМ ДЕКОДЕРЕ

## СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ФОРМИРОВАТЕЛЬ-ОПОЗНАВАТЕЛЬ TDA4650

А. ПЕСКИН, г. Москва

*Описываемый здесь и в последующих номерах журнала многосистемный декодер цветности собран на микросхемах серии TDA46** фирмы PHILIPS: формирователе-опознавателе TDA4650, микросхеме-линии задержки с переключаемыми конденсаторами TDA4660, корректоре сигналов TDA4670 и видеопроцессоре TDA4680. В этой части статьи рассмотрена первая из них.*

В различных странах мира, а также в ряде стран Европы одновременно используется несколько стандартов цветного телевидения [1]. Поэтому современные телевизоры конструируют с многосистемными декодерами цветности. Для обработки сигналов спутникового телевидения и с видеомагнитофонов (стандартов VCR, BETAMAX, VHS) также необходимы многосистемные декодеры. Для удовлетворения этих требований в начале восьмидесятых годов был разработан декодер на микросхеме TDA4555 [2]. Ее успешно применяют в телевизорах многих зарубежных фирм уже более десяти лет, однако она требует использования относительно дорогой и малонадежной ультразвуковой линии задержки.

Последние достижения полупроводниковой технологии позволили заменить дискретную линию интегрирующим полосовым фильтром с переключаемыми конденсаторами. С этой целью и был разработан комплект микросхем TDA4650 и TDA4660 [3], первая из которых содержит все компоненты микросхемы TDA4555, а вторая служит для задержки сигнала на одну строку. Для декодера на новых микросхемах характерно точное и быстрое опознавание телевизионного стандарта как полного цветового телевизионного видеосигнала (ПЦТВ), так и отдельных компонент яркости и цветности в формате VHS видеозаписи. При многосистемном декодировании с использованием линии задержки на переключаемых конденсаторах исключена необходимость применения стеклянной линии задержки и в связи с этим отсутствуют элементы ее согласования, требующие настройки. Уменьшены также перекрестные цветовые помехи при приеме сигналов системы НТСЦ, благодаря тому что линия задержки в этом случае представляет собой гребенчатый фильтр, и исключена возможность перекрестных помех между поднесущими в сигналах системы СЕКАМ. Кроме того, переключение кварцевых резонаторов образцовых частот сигналов систем ПАЛ и НТСЦ обеспечивается встроенным переключателем, что сокращает число элементов декодера. Микросхема TDA4660 может быть использована также в любом другом декодере как полосовой фильтр цветоразностных сигналов.

Цветоразностные сигналы, сформированные на выходах микросхемы TDA4660, могут быть обработаны микросхемами TDA4670 [4] (корректором переходов) и TDA4680 [5] (видеопроцессором). Управление обеими микросхемами обеспечивается командами по цифровой двупроводной шине I²C [6]. В микросхеме TDA4680 можно выбирать одну из двух триад входов R, G, B.

Структурная схема декодера на указанных микросхемах изображена на рис. 1. Микросхема TDA4650 вместе с входными контурами на определенное время переключается на декодирование сигналов цветности очередной системы, пока встроенное устройство опознавания не определит, что принимаемый сигнал соответствует включенной системе. Микросхема может обрабатывать сигналы систем и стандартов:

— ПАЛ-В, G, Н, I с частотой цветовой поднесущей 4,43361875 МГц, частотой строчной развертки 15625 и частотой кадровой развертки 50 Гц;

— СЕКАМ-D, К с частотно-модулированными поднесущими 4,406 ("красная") и 4,25 ("синяя") МГц, частотой строчной развертки 15625 и частотой кадровой развертки 50 Гц;

— НТСЦ-М с частотой цветовой поднесущей 3,579545 МГц, частотой строчной развертки 15734,274 и частотой кадровой развертки 59,94 Гц;

— НТСЦ с частотой цветовой поднесущей 4,43361875 МГц, частотой строчной развертки 15625 и частотой кадровой развертки 50 Гц.

Продолжительность включения каждого временного интервала опознавания равна 80 мс (четыре кадра), поэтому каждая система будет опознана не позднее чем через 320 мс. Сигналы на выводах 1 и 3 микросхемы появляются через 40 мс после этого. Однако для надежного опознавания системы СЕКАМ в этой микросхеме так же, как и в TDA4555, имеются узлы приоритетного включения системы ПАЛ, затягивающие цикл опознавания до 520 мс.

Во время опроса систем напряжение на выводах 25—28 микросхемы равно около 2,5 В. Когда необходимая система найдена, постоянное напряжение на соответствующем выводе микросхемы повышается примерно до 6 В, а на остальных трех выводах уменьшается до 0,5 В. Эти напряжения используются для подключения соответствующего входного и режекторного контуров.

Как и в TDA4555, в новой микросхеме также можно принудительно включить нужную систему, подав на соответствующий вывод (25—28) управляющее напряжение не менее 9 В.

По материалам зарубежных источников.

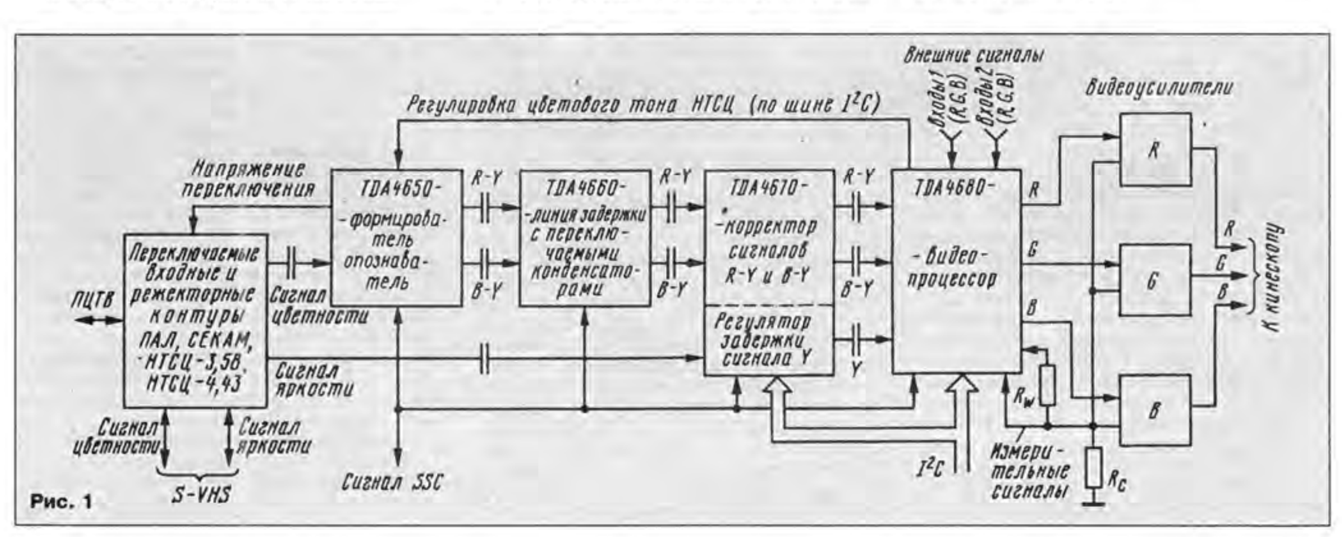


Рис. 1

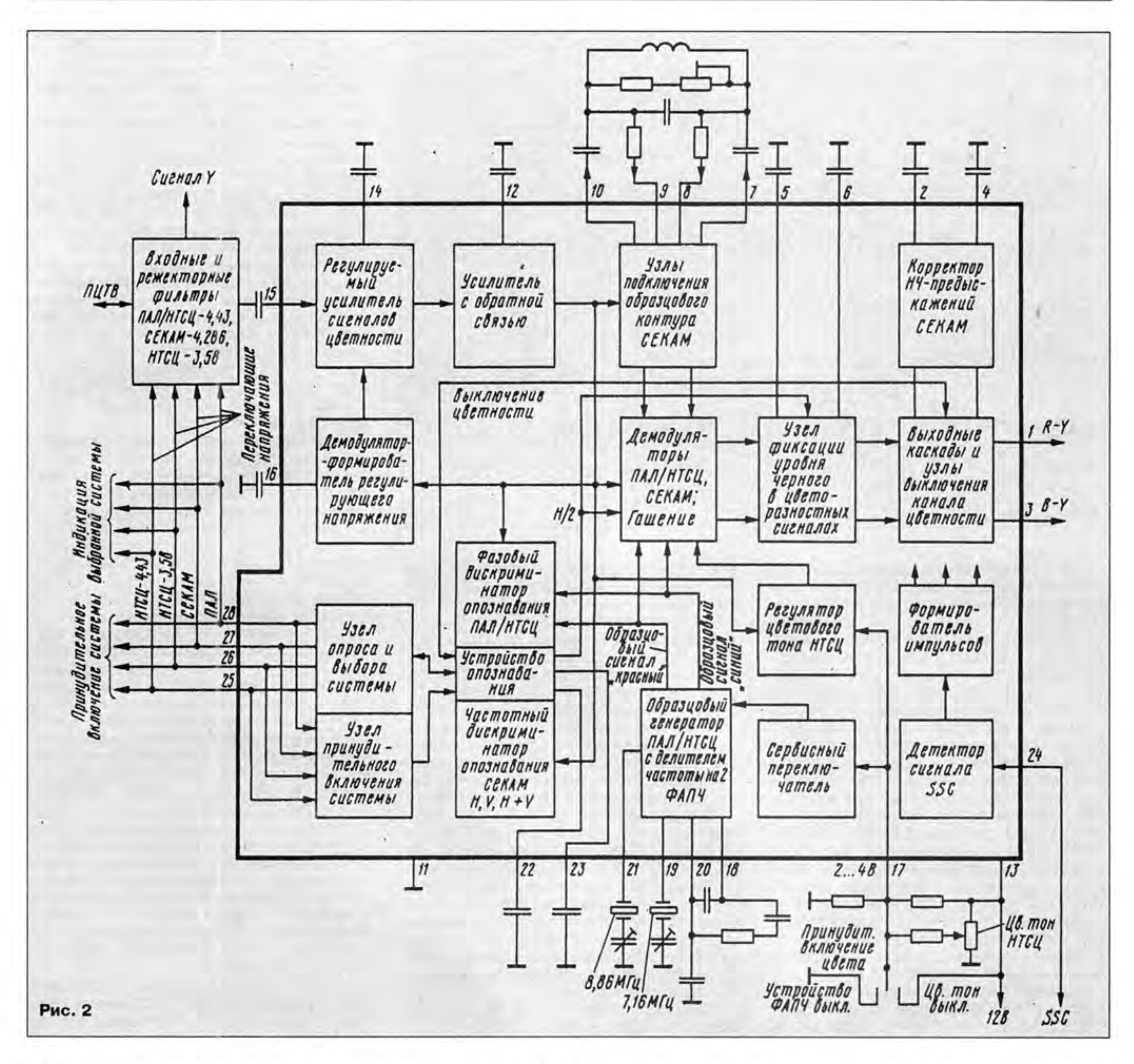



Рис. 2

Структурная схема микросхемы показана на рис. 2. Сигнал цветности через разделительный конденсатор и вывод 15 микросхемы поступает на регулируемый усилитель устройства АРУ, а затем через усилитель с обратной связью — на демодулятор-формирователь регулирующего напряжения.

С целью регулирования усиления сигналов ПАЛ и НТСЦ с квадратурной модуляцией использованы сигналы цветовой синхронизации (вспышки), а ЧМ сигналов СЕКАМ — пакеты поднесущих, расположенных в ПЦТВ на задних площадках гасящих импульсов. Регулирующее напряжение формируется общим демодулятором указанных сигналов, причем постоянная времени для всех систем определяется емкостью конденсатора, подключенного к выводу 16 микросхемы. Как и в TDA4555, усилители сигналов цветности охвачены отрицательной обратной связью по постоянному напряжению, для чего вывод 14 соединен с общим проводом через конденсатор. Глубина регулировки устройства АРУ равна примерно 26 дБ, чем и определяется диапазон значений размаха входного сигнала цветности на выводе 15 микросхемы.

Усиленный сигнал цветности вместе с сигналом цветовой синхронизации направляется на дискриминаторы опознавания и демодуляторы сигналов цветности, которые блокированы во время строчных и кадровых гасящих импульсов. Сигналы цветности систем ПАЛ и НТСЦ обрабатываются синхронным демодулятором, построенным в виде перекрестно связанных дифференциальных усилителей. Сигналы цветности поданы на эмиттеры транзисторов, образцовые — на их базы. Фаза "красного" сигнала через строку переключается в демодуляторе сигнала системы ПАЛ, для чего на него воздействуют импульсы полустрочной частоты H/2 с устройства опознавания. При приеме сигналов системы НТСЦ переключения не происходит. На выходах демодулятора сигналов систем ПАЛ и НТСЦ формируются "красный" и "синий" цветоразностные сигналы, причем их размах примерно вдвое меньше размаха сигналов в режиме сигнала СЕКАМ, как изображено на рис. 3. Выравнивание размахов обеспечивается в микросхеме TDA4660.

**Основные технические характеристики микросхемы**

| | |
|---|---|
| Напряжение питания, В | 10,8...13,2 |
| Потребляемый ток, мА | 50...80 |
| Размах входного напряжения на выводе 15, мВ | 20...400 |
| Размах цветоразностного "красного" сигнала на выводе 1 в режимах ПАЛ и НТСЦ, В | 0,42...0,66 |
| Размах цветоразностного "синего" сигнала на выводе 3 в режимах ПАЛ и НТСЦ, В | 0,53...0,84 |
| Отношение размахов сигналов на выводах 1 и 3 в режиме НТСЦ | 0,75...0,83 |
| Размах цветоразностного "красного" сигнала на выводе 1 в режиме СЕКАМ, В | 0,83...1,32 |
| Размах цветоразностного "синего" сигнала на выводе 3 в режиме СЕКАМ, В | 1,06...1,67 |

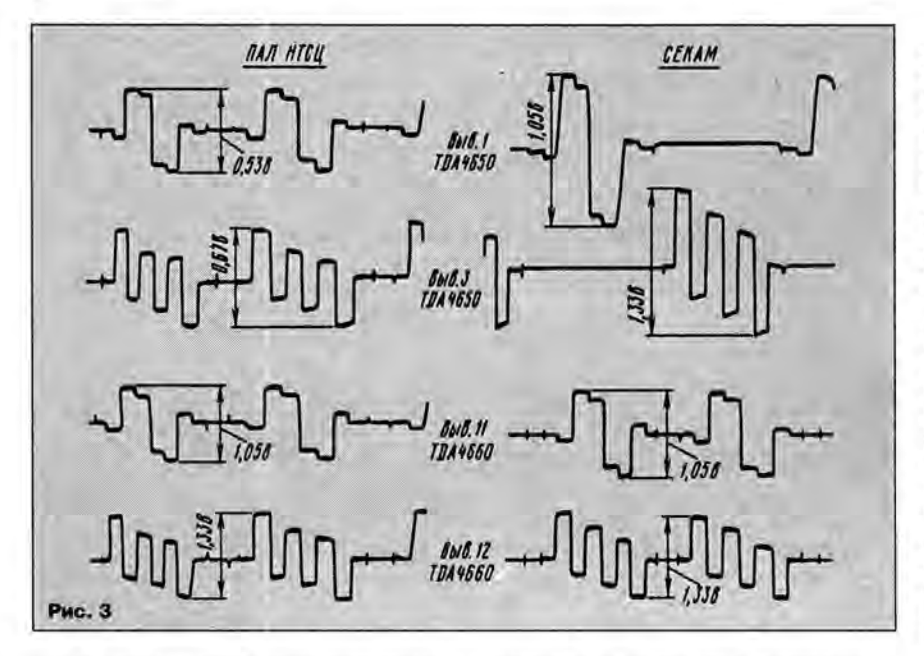


Рис. 3

Для формирования цветоразностных сигналов в режиме системы СЕКАМ применен только один демодулятор ЧМ, работающий как квадратурный демодулятор с каскадами ограничения на входе. На него поступает с одной стороны ограниченный сигнал цветности, а с другой — через внешний фазовращатель, включенный между выводами 7 и 10 микросхемы, — образцовый сигнал. Как было указано выше, демодулятор блокирован во время строчных и кадровых гасящих импульсов, и в это время формируется постоянный искусственный уровень черного, соответствующий нулевым частотам сигнала системы СЕКАМ. При настройке фазовращающего контура подстроечником катушки и движком переменного резистора совмещают уровень черного в сигнале с уровнями, соответствующими указанным нулевым частотам, например, площадки во время обратного хода по строкам с уровнем белой полосы в сигнале цветных полос.

Размахи цветоразностных сигналов системы СЕКАМ на выходах демодулятора равны фактически двойному значению соответствующих сигналов систем ПАЛ и НТСЦ, однако "красный" и "синий" сигналы чередуются через строку и смещены относительно друг друга также на одну строку (рис. 3).

Демодулированные цветоразностные сигналы поступают на узел фиксации уровня черного, необходимый для получения одинаковых значений уровней тех участков в сигналах всех принимаемых систем, на которых отсутствует поднесущая цветности, а в сигналах системы СЕКАМ еще и в свободных строках. Фиксация в сигналах систем ПАЛ и НТСЦ обеспечивается за счет включения искусственного уровня черного в обоих цветоразностных сигналах на время обратного хода по строкам. В сигналах системы СЕКАМ импульсами полустрочной частоты H/2 фиксируется каждая вторая строка, на которой имеется тот или иной цветоразностный сигнал. Строки между ними полностью гасятся, и в них также вводится искусственный уровень черного. Накопительные конденсаторы его фиксации подключены к выводам 5 и 6 микросхемы.

После узла фиксации сигналы проходят на выходные каскады, к которым подключен также корректор НЧ предыскажений системы СЕКАМ. Постоянные времени цепей коррекции определяются емкостями конденсаторов, подключенных к выводам 2 и 4 микросхемы. При отсутствии сигнала цветности на входе микросхемы выходные каскады выключены сигналом с устройства опознавания.

Для опознавания сигналов систем ПАЛ и НТСЦ использованы вспышки на задних площадках строчных гасящих импульсов, а для системы СЕКАМ — изменяющиеся от строки к строке колебания поднесущей цветности с частотами покоя.

При опознавании системы ПАЛ сравниваются фазы сигнала цветовой синхронизации и "красного" образцового сигнала внутреннего генератора. Выходные сигналы дискриминатора опознавания системы ПАЛ представляют собой импульсы полустрочной частоты с изменяющейся построчно полярностью, которые затем в устройстве опознавания преобразуются в последовательность импульсов одинаковой полярности. Эти импульсы заряжают накопительный конденсатор, подключенный к выводу 23 микросхемы.

С целью опознавания систем НТСЦ сравниваются фазы сигнала цветовой синхронизации и "синего" образцового сигнала внутреннего генератора. Выходные импульсы всегда имеют положительную полярность и заряжают накопительный конденсатор, подключенный к выводу 22 микросхемы.

В случае опознавания сигналов системы СЕКАМ частотный дискриминатор опознавания формирует импульсы полустрочной частоты за счет изменяющейся от строки к строке частоты поднесущей, которые выпрямляются в устройстве опознавания и заряжают конденсатор, подключенный к выводу 23 микросхемы.

При приеме сигналов черно-белых передач дискриминаторы не вырабатывают никаких сигналов и конденсаторы, подключенные к выводам 22 и 23 микросхемы, остаются незаряженными.

Напряжения на этих конденсаторах обрабатываются устройством опознавания, которое управляет узлами опроса и выбора систем. При каждом определенном сочетании напряжений на указанных конденсаторах включается соответствующая ему система.

Образцовые сигналы для демодуляции систем ПАЛ и НТСЦ вырабатывает устройство ФАПЧ, состоящее из образцового генератора, управляемого напряжением, делителя частоты на два и фазового демодулятора. Последний сравнивает фазы сигналов вспышки и образцового генератора, который работает на удвоенной частоте цветовой поднесущей. Это обеспечивает то преимущество, что сразу после деления частоты на два оба образцовых сигнала существуют с правильной фазой, не требующей подстройки.

Сигнал вспышки при приеме сигнала системы ПАЛ поступает на фазовый демодулятор прямо с усилителя с обратной связью, а при приеме сигнала систем НТСЦ — через управляемый напряжением фазовращатель-регулятор цветового тона. Постоянная времени устройства ФАПЧ определяется номиналами элементов цепи, подключенной к выводам 18 и 20 микросхемы.

Подключение необходимого кварцевого резонатора происходит внутри микросхемы при переключении систем. Во время приема сигнала системы СЕКАМ оба резонатора отключены и генератор не работает, что исключает интерференцию.

Регулятор цветового тона в режиме систем НТСЦ изменяет фазу сигнала цветовой синхронизации на входе демодулятора не менее чем на ±30°. Необходимое для этого напряжение в пределах 2...4 В устанавливают на выводе 17 микросхемы переменным резистором. Через этот вывод, кроме указанного напряжения, можно подавать внешним сервисным переключателем напряжение на внутренний переключатель. Для точной настройки образцового генератора необходимо, чтобы при принудительном включении цвета выключалась синхронизация устройства ФАПЧ. Это будет, если вывод 17 микросхемы соединить с общим проводом, т. е. установить внешний переключатель в левое по схеме положение. Если же на вывод 17 микросхемы подать напряжение, превышающее 6 В, соединив его, например, с источником напряжения 12 В (переключатель — в правом положении), то при принудительном включении цвета регулятор цветового тона будет отключен.

Напряжение регулировки цветового тона в режиме систем НТСЦ может быть подано на вывод 17 микросхемы и с видеопроцессора TDA4680.

Работой микросхемы TDA4650 управляет трехуровневый стробирующий сигнал SSC, имеющий строго определенные параметры [7].

***(Продолжение следует)***

ЛИТЕРАТУРА

1. Карнаухов Е. Условные обозначения телевизионных стандартов. — Радио, 1990, № 6, с. 85—87.

2. Пескин А. Е. Многосистемный декодер на микросхемах TDA4555, TDA4565, TDA4580. — Зарубежная радиоэлектроника, 1992, № 2, с. 79—94.

3. Аналоговый многостандартный декодер сигналов цветности на микросхемах TDA4650 и TDA4660. — Техническая публикация фирмы PHILIPS, 1990.

4. Схема улучшения сигнала изображения (PCI) TDA4670. — Техническая публикация фирмы PHILIPS, 1990.

5. Харлос Х. Видеопроцессоры TDA4680 и TDA4685. — Техническое сообщение фирмы PHILIPS, № HTV 9003, 1990.

6. Микросхемы для телевидения и видеотехники. Справочник. Том 2, вып. 1. — М.: Додека, 1992, с. 314.

7. Войцеховский Д. В., Пескин А. Е. Любительские видео- и аудиоустройства для цветных телевизоров. — М.: РИП "Символ-Р", 1994.

# ВИДЕОТЕХНИКА ФОРМАТА VHS

## СИСТЕМЫ БЕСКОНТАКТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА — ОСОБЕННОСТИ И РЕМОНТ

Ю. ПЕТРОПАВЛОВСКИЙ, г. Таганрог

*Редакция продолжает публикацию цикла статей по ремонту видеомагнитофонов формата VHS. В предлагаемой читателям статье автор приводит дополнительные сведения по микросхемам управления бесконтактными двигателями постоянного тока, вращающими БВГ и ВВ, дает рекомендации по проверке и ремонту этих систем, поясняет их работу, ссылается на интересные примеры, встретившиеся в его практике.*

Бесконтактные двигатели постоянного тока (БДПТ) — сравнительно новая разновидность электрических машин. Однако их уже чрезвычайно широко применяют в самых различных устройствах, а в видеомагнитофонах и видеокамерах их наличие просто обязательно. Ведущая страна по выпуску БДПТ — Япония. По малогабаритным двигателям (включая коллекторные) ее доля составляет около 60 % мирового производства. Почти 90 заводов более 50 фирм еще в 1986 г. выпустили свыше 350 млн двигателей для звуковой и видеотехники [1].

Техническая информация, касающаяся особенностей конструкций, характеристик и ремонта БДПТ, для телемастеров весьма труднодоступна, а во многих случаях вообще закрыта по таким, например, причинам, как отсутствие доступных переводов технической литературы по этому вопросу, хотя бы на английском языке, а также нежелание японских фирм раскрывать свои технологические секреты. Кроме того, большинство производителей видеотехники встраивают в конструкции БДПТ электронные блоки, надежность которых зачастую ниже, чем у самих двигателей. Поэтому в фирменных сервисных мастерских принято при отказах электронных узлов заменять весь блок БДПТ полностью. Это связано с такими конструктивными особенностями, как применение поверхностного монтажа. При нем установка и пайка элементов, весьма малых размеров и большей частью не имеющих маркировки, обеспечивается автоматизированными линиями. В результате действительно трудно даже составить инструкцию по ремонту, а для демонтажа элементов необходим специальный инструмент.

Однако наша действительность такова, что ремонт указанным способом — во многих случаях непозволительная роскошь, так как цены на запасные части для видеотехники, поступающие через многочисленных посредников, увеличиваются на сотни процентов. Так, цены на БВГ и БДПТ ведущего вала часто достигают половины стоимости всего видеомагнитофона, при средних ценах на микросхемы управления двигателями 20...30 долларов.

Поэтому все же целесообразней заменять при ремонте только вышедшие из строя элементы. Однако возникают две основные проблемы: правильная диагностика и поиск деталей для замены отказавших. Поскольку в большинстве случаев радиолюбители и телемастера не располагают фирменной ремонтной документацией с картами режимов и осциллограммами, следует самостоятельно измерить рабочие режимы и снять осциллограммы на исправном экземпляре нужной модели. Учитывая, что в распоряжении ремонтника может не оказаться точно такого же видеомагнитофона, представляется полезным иметь таблицы аналогов по применяемости микросхем управления БДПТ. Ранее в [2] были указаны некоторые сведения, имеющиеся у автора. В публикуемой здесь таблице даны дополнительные материалы по аналогам микросхем для привода БДПТ. Отечественные эквиваленты микросхем: AN6383 — КР1043ХА5 (привод БВГ), M51721L — КР1023ХА1А, КР1023ХА1В (привод БВГ). Микросхема КР1043ХА7 — привод ВВ с датчиками Холла (прототип автору неизвестен).

Рассмотрение особенностей конструкций, работы и ремонта БДПТ начнем с привода БВГ. Сразу необходимо отметить, что БВГ с датчиками положения ротора (ДПР) в виде катушек на статоре в современных видеомагнитофонах практически не применяют. Для ремонта аппаратов с такими двигателями можно воспользоваться информацией в [3], где хорошо описаны устройство и работа БВГ видеомагнитофона PANASONIC — AG-6200, а также электропривода на микросхеме AN6677 (КР1005ХА3). Рабочие режимы и соответствующие осциллограммы даны в заводском описании по ремонту видеомагнитофона "Электроника ВМ-12". В большинстве выпускаемых в настоящее время БДПТ применяют ДПР в виде датчиков Холла. Ведущее положение по их выпуску занимают японские фирмы ASAHI KASEI KOGYO K. K., JVC, DENKY ONKYO K. K., NIPPON BIKUTA и др.

Устройство индикаторного преобразователя Холла (ИПХ) фирмы ASAHI KASEI KOGYO K. K. показано на рис. 1, где 1 — пленка из антимонида индия, 2 — выход-

| Микросхема (фирма) | Узел управления | Модель видеомагнитофона, видеокамеры |
|---|---|---|
| AN3814K (MATSUSHITA) | БВГ | PANASONIC: NV-J30EE, NV-L20EE, NV-SD11AM, NV-J35EE |
| AN3841SR (MATSUSHITA) | ВВ | Камкордер PANASONIC – NV-MS4E |
| AN3890FBS (MATSUSHITA) | БВГ | Камкордер PANASONIC – NV-MS4E |
| BA6415FS (RHOM) | БВГ | AKAI: VS-G205EDG, VS-G405EDG; FUJETA – DVR-1181D, DAEWOO–DVR-4286W |
| BA6459PI (RHOM) | БВГ | HITACHI–VT-M727E |
| BA6827FS (RHOM) | БВГ | SUPRA: SV95R, SV95DK; GOLD STAR – P-R510AW |
| C1246G (FUJITSU) | ВВ | JVC – HR-S10EG |
| CXA8004 (SONY) | ВВ | DAEWOO-Позитрон – DVR-4561D |
| CXA1251 (SONY) | ВВ | CONDOR – VCR-8120 (Изготовитель – DAEWOO) |
| CXA8005M (SONY) | ВВ | SONY – SLV-363EE |
| JCM5039 (MATSUSHITA) | БВГ | JVC – HR-P39A, AIWA – E295DK |
| HA13403 (HITACHI) | БВГ | HITACHI: VT-100E, VT-130E; SHARP – VC-36S |
| KM3509F (Не уст.) | ВВ | SANYO: VHP-Z30RHD, VHP-Z20NHD, VHP-Z10HD |
| LB1616FP (SANYO) | ВВ | AKAI: VS-23EO, VS-22EO, VS-26EO |
| LB1688 (SANYO) | ВВ | SANYO – VHR-4250M |
| LB1807 (SANYO) | ВВ | ORION – N300E-V, AKAI: VS-R9EV, VS-R120EDG |
| LB1809 (SANYO) | ВВ | AKAI: VS-G205EDG, VS-G405EDS |
| LB1854 (SANYO) | ВВ | SUPRA: SV95R, SV95DK, SV95GS; GOLD STAR – P-R510AW |
| LB1855 (SANYO) | БВГ | FUNAI – V-3EEMK6 |
| LB1887 (SANYO) | ВВ | AIWA – E295DK |
| M51721ATL, M51721SL (MITSUBISHI) | БВГ | SHARP: VC-A105B, VC-6V3DP; GOLD STAR – GHV-1295, SHARP – VC-B311N, PHILIPS – VR-6349 |
| M52440ASP (MITSUBISHI) | ВВ | TOSHIBA – V-109CZ, SHARP: VC-V7B, VC-A105B, VC-6V3DP; PHILIPS – VR-6349 |
| M56730ASP (MITSUBISHI) | ВВ | ORION – N800E-V, FUJETA – DVR-1181D, DAEWOO – DVR-4286W |
| M56732AL (MITSUBISHI) | БВГ | ORION – N800E-V |
| MCD001AM (SONY) | БВГ | DAEWOO-Позитрон – DVR-4561D |
| TM2620D (TOSHIBA) | БВГ | AIWA – DK910MK II |

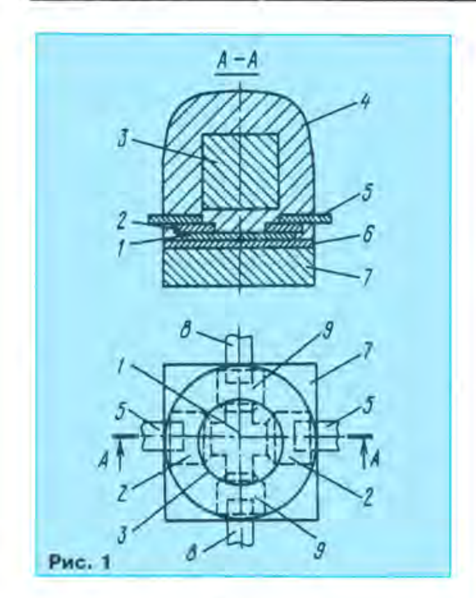


Рис. 1

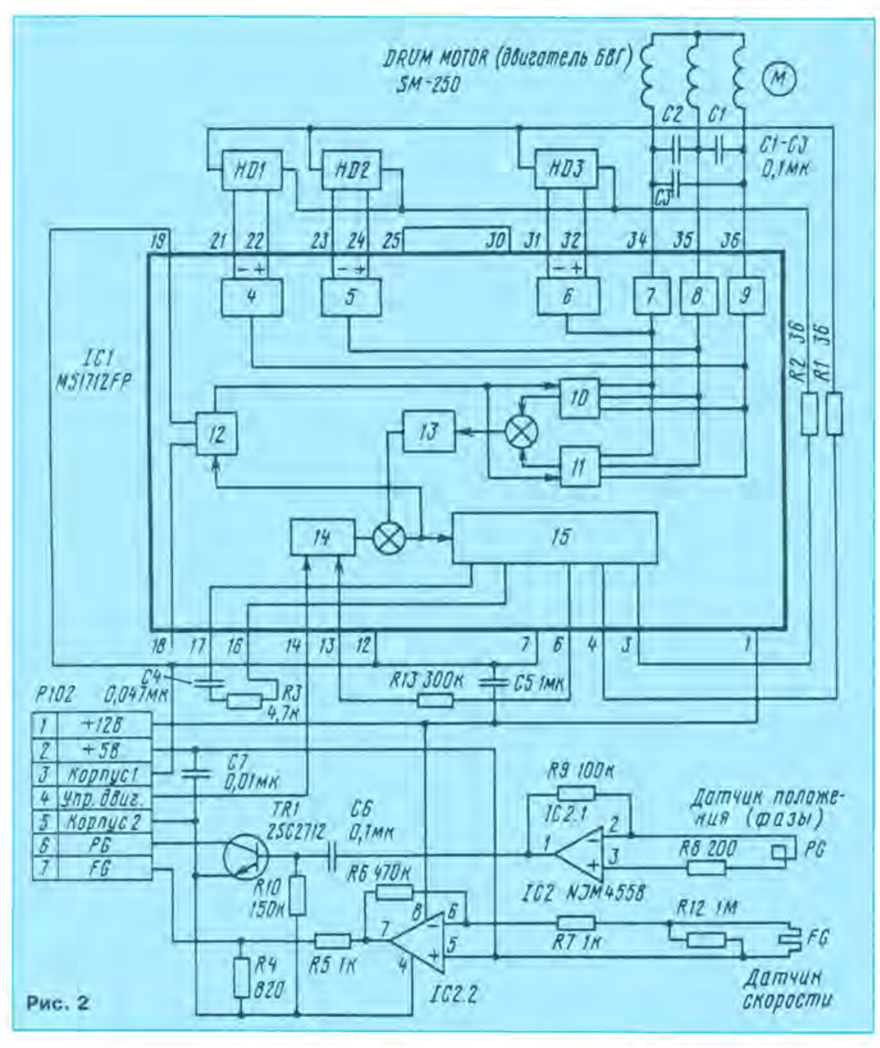


Рис. 2

ные электроды, 3 — концентратор магнитного потока, 4 — корпус из герметизирующего материала, 5 и 8 — внешние выводы, 6 — слой клея, 7 — ферритовая пластина, 9 — токовые электроды. При пропускании через токовые электроды постоянного тока и приложении внешнего магнитного поля, направленного перпендикулярно плоскости пластины, на выходных (Холловских) электродах возникает напряжение Холла, используемое в системах электропривода БДПТ для индикации положения ротора. Для более детального изучения работы ИПХ можно воспользоваться информацией в [4].

Подробное описание работы коммутирующих устройств дано в [1], поэтому здесь рассмотрим их функционирование в общих чертах. В БДПТ коммутирующее устройство (КУ) выполняет функцию, эквивалентную механическому щеточному узлу в коллекторных двигателях постоянного тока, заключающуюся в формировании импульсов тока, последовательно поступающих в соответствующие секции обмоток статора для формирования вращающегося магнитного момента, что и приводит в движение магнит ротора и связанные с ним узлы. Среди множества конструкций БДПТ в видеомагнитофонах VHS получили распространение три: с осевым рабочим зазором, с радиальным рабочим зазором и гибридные конструкции. Для привода БВГ в основном используют БДПТ с радиальным рабочим зазором и внешним ротором. В таких двигателях магнит ротора представляет собой кольцо с радиальной намагниченностью. Сам магнит обычно установлен на ярме чашкообразной формы, закрепленном на торце подшипника двигателя. Следует иметь в виду, что при разборке и последующей сборке двигателя необходима регулировка переключения видеоголовок (в фазовом канале САР БВГ).

Для примера рассмотрим работу системы управления двигателем БВГ видеомагнитофона AKAI — VS22 (VS23, VS26 и др.), принципиальная схема которой представлена на рис. 2. В нее входят формирователи сигналов для частотного (FG) и фазового (PG) каналов САР БВГ на микросхеме IC2 и КУ на микросхеме IC1. Назначение и некоторые параметры сигналов FG, PG описаны в [5].

В этом КУ фирмы MITSUBISHI датчики (ИПХ) положения ротора HD1—HD3 по токовым электродам включены параллельно, причем ток через них задан узлом дифференциального управления 15 и зависит от управляющего напряжения (DM.CONT), подаваемого с САР БВГ через вывод 14 микросхемы IC1 на блок преобразования управляющего сигнала 14. Следовательно, напряжения Холла от ИПХ, подключенных к дифференциальным усилителям 4—6, и ток импульсов (и, следовательно, скорость вращения) от усилителей мощности 7—9, питающих обмотки двигателя, зависят от управляющего напряжения. Для обеспечения равномерного вращения служат сумматоры положительных и отрицательных напряжений 10, 11, блок установки образцового напряжения 12 и сумматор 13. Для проверки работоспособности КУ на его управляющий вход (в нашем случае контакт 4 разъема P102) необходимо подать внешнее постоянное напряжение. При его изменении от +2 до +5 В скорость вращения БВГ должна меняться в пределах не менее чем от 200 до 2000 об/мин (скорости 1500 об/мин соответствует частота сигнала PG 25 Гц).

Необходимо отметить, что на практике отказы КУ для двигателей БВГ встречаются довольно редко, что можно объяснить облегченным режимом работы элементов, так как для вращения БВГ требуется весьма незначительная мощность. Поэтому микросхемы КУ, как правило, не требуют теплоотводов.

Заслуживает описания довольно необычный случай из практики автора, связанный с влиянием работы КУ двигателя БВГ на другие узлы видеомагнитофона. Санкт-Петербургское предприятие "Позитрон" выпускает видеомагнитофоны DVR-4561D разработки южно-корейской фирмы DAEWOO (под маркой DAEWOO-Позитрон). Автору попал экземпляр такого аппарата со следующим дефектом: на изображении наблюдались четко выраженные горизонтальные шумовые полосы. Обычно это свидетельствует о неправильной юстировке направляющих стоек, видеоголовок и некоторых других элементов ЛПМ, т. е. об отклонении траектории движения видеоголовок от сигналограммы. Попытки отъюстировать ЛПМ и замена верхнего цилиндра положительного эффекта не дали. При проведении более тщательного анализа выяснилось, что шумовые всплески на огибающей ЧМ сигнала яркости синхронизированы с сигналом переключения (DFF) и в каждом поле наблюдались три таких всплеска с одинаковыми временными интервалами между ними. Их источником был двигатель БВГ. Шумоподобные помехи появлялись синхронно с фронтами импульсов на обмотках статора. В магнитофоне применен двигатель SDV-0201A фирмы SONY. Оказалось, что конструкция подшипника БВГ не обеспечивает надежного электрического контактирования верхнего цилиндра с корпусом. Действия заземляющего токосъемника после определенной наработки оказалось недостаточно. Дефект был пол-

ностью устранен после заземления корпусного контакта разъема КУ (зеленый провод) непосредственно под винт крепления БВГ и установки шунтирующего конденсатора К50-35 (27 мкФх25 В) по цепи питания на этом же разъеме (оранжевый провод).

Наоборот, отказы КУ двигателей ВВ встречаются довольно часто, так как работа БДПТ ВВ характеризуется большими мощностями с существенным нагревом микросхем КУ и возникновением таких факторов, как различные заклинивания узлов ЛПМ, создающих аварийные режимы для двигателей. Как правило, БДПТ ВВ имеют конструкцию с осевым рабочим зазором, с магнитной торцевой системой и плоскими катушками статора. Магнитный поток при этом направлен вдоль оси вращения. Более подробно такие конструкции рассмотрены в [1].

В ранних моделях видеомагнитофонов КУ часто выполняли на маломощных микросхемах, а выходные усилители мощности к ним — на дискретных транзисторах, установленных на теплоотводы. Именно так выполнено КУ видеомагнитофонов NATIONAL—NV700, PANASONIC—AG6200 и др. фирмы MATSUSHITA. В него входят микросхема AN640G и усилитель мощности на трех комплементарных парах транзисторов 2SB761 (p-n-p) и 2SD856 (n-p-n). Для замены вышедших из строя подойдут, например, КТ819В, КТ818В, желательно только отобрать экземпляры с коэффициентом передачи тока $h_{21э}$ более 30.

Во всех современных моделях видеомагнитофонов КУ выполняют только на специализированных микросхемах. Причем существуют два подхода при конструировании: размещение КУ непосредственно в БДПТ или отдельно, на плате системы управления и авторегулирования. Следует отметить, что с точки зрения удобств диагностики и ремонта второй вариант более предпочтителен, так как в этом случае все элементы имеют маркировку, легко доступны и могут быть без проблем демонтированы. Приверженцем такого подхода в конструировании можно назвать фирму MATSUSHITA. Начиная с первых моделей серии G с двигателем ВВ VEK2634 и микросхемой КУ BA6430S (PANASONIC—NV-G12EE и др.), фирма продолжает выпуск видеомагнитофонов с раздельным расположением КУ и БДПТ ВВ (а также БВГ) в сериях J, L и в самой последней серии (1993—1995 гг.) SD—SUPER DRIVE (PANASONIC—NV-SD11AM и др.).

Однако большинство других производителей в современных моделях применяют совмещенные с двигателем КУ. В связи с тем, что на них часто отсутствуют принципиальные схемы даже в заводских сервисных инструкциях по ремонту, целесообразно рассмотреть некоторые конкретные примеры из практики автора. Принципиальная схема КУ видеомагнитофона SANYO — VHR-3100EE изображена на рис. 3. В нем ДПР в виде ИПХ Q1—Q3 питаются током от источника напряжения +12 В через резистор R2, а напряжения Холла поступают на дифференциальные компараторы 4—6 в микросхеме IC1. Исправность ИПХ легко проверяют осциллографом, последовательно подключая его к каждой паре выводов 15—16, 1—2, 3—4. Исправному ИПХ соответствует постоянное напряжение 2...3 В, изменяющееся на 20...50 мВ при проворачивании ротора вручную.

Двигатель работает следующим образом. В момент подачи напряжения питания на одном из ИПХ появляется напряжение Холла, достаточное для срабатывания одного из дифференциальных компараторов 4—6. Селектор сигналов ИПХ 7 формирует два напряжения управления, открывающие соответствующие ключи из V4—V9. Например, при срабатывании ключей V7 и V5 ток течет от источника +12 В через обмотки статора L1 и L2, вызывая поворачивание ротора по часовой стрелке на некоторый угол. Затем срабатывает компаратор, соединенный со следующим по положению ИПХ, ключи V7, V5 закрываются, а V8, V6 открываются, ток течет через обмотки L2 и L3. Так же через ключи V9, V4 включаются и обмотки L3 и L1 и т. д. Двигатель вращается.

Реверсирование вращения обеспечивается сменой направления тока через обмотку при соответствующем алгоритме работы селектора 7. В рассматриваемом случае прямое вращение задается напряжением +5 В на контакте 5 разъема CN1, а обратное — нулевым. Для получения равномерного без рывков вращения в КУ вводят одну-две петли обратной связи (на рис. 3 не показаны). Скорость вращения задана контролером тока 8. Зависимость скорости от напряжения на входе управления (контакт 6 разъема CN1) очень крутая: начало движения при 2,35 В, а полный ход при 2,6 В (на холостом ходу).

Кроме отказов, связанных с выходом из строя силовых ключей КУ, встречаются также необычные и трудиодиагностируемые дефекты. Один из них был в КУ видеомагнитофона SANYO — VHR-3100EE: после замены вышедшей из строя микросхемы KM3502BP двигатель самостоятельно не запускался. При проворачивании ротора вручную вращение происходило, но с большой неравномерностью и сопровождалось быстрым перегревом корпуса микросхемы. Для детального исследования в автономном, вне видеомагнитофона, режиме работы двигатель был демонтирован. На него поданы напряжения питания (+12 В) и управления (с движка переменного резистора,

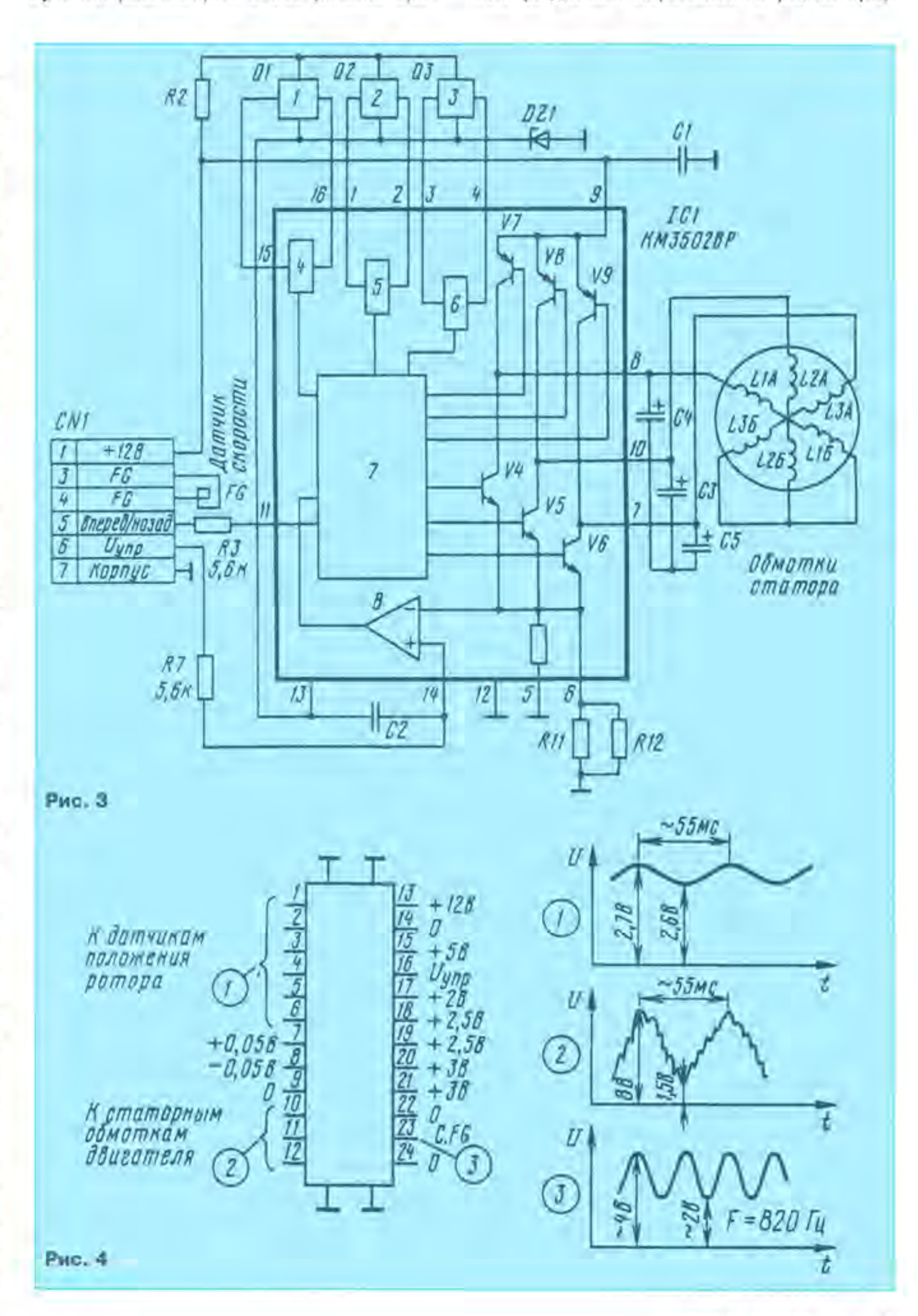


Рис. 3

Рис. 4

2...5 В). При этом двигатель нормально работал длительное время. Предположение о несоответствии норме управляющих сигналов с САР ВВ не подтвердилось.

Причина дефекта крылась в особенностях конструкции двигателя. Статор этого и подобных БДПТ выполнен в виде слоеной структуры: на стальное основание нанесен слой диэлектрика с хорошей теплопроводностью, на нем нанесены печатные проводники, прикреплены обмотки статора и все элементы, включая микросхему, поверхностным монтажом. Так как основание прикрепляют к станине ЛПМ, то обеспечивается хороший отвод тепла (микросхема снабжена специальными теплоотводящими выводами). Неисправность заключалась в пробое диэлектрика печатной платы под одним из выводов микросхемы (вывод 8). В результате один из ключей (V7 на рис. 3) периодически оказывался подключенным к основанию. Дефект был устранен после исключения из работы части печатного проводника, имеющей контакт с корпусом. Обошлось без обычной в таких случаях замены всего двигателя.

В современных БДПТ (1993—1995 гг.) в микросхемы КУ встраивают и усилители сигналов датчиков скорости (C.FG). Например, в микросхеме M56730ASP фирмы MITSUBISHI такой усилитель обеспечивает размах сигнала C.FG около 2...3 В. На рис. 4 указаны адреса этой микросхемы (четыре широких вывода в центре не нумеруют), режимы и осциллограммы в случае работы видеомагнитофона при стандартном воспроизведении.

Наиболее впечатляющие параметры (КПД, мощность рассеяния) имеют микросхемы электропривода малогабаритных видеокамер. При очень небольших размерах они, как правило, не требуют теплоотводов. Примером служит комплект микросхем AN3890FBS (привод БВГ) и AN3841SR (привод ВВ) фирмы MATSUSHITA, применяемый в широко распространенной у нас линейке видеокамер этой фирмы с торговыми марками PANASONIC: NV-M9000E, NV-MS4E, AG-455; GRUNDIG — LC295SN и др.

В заключение нужно отметить, что многие микросхемы электропривода различных фирм взаимозаменяемы либо полностью, либо с добавлением некоторых внешних навесных элементов. Однако в связи с тем, что виды корпусов, распайка и число выводов у этих БИС отличаются большим разнообразием, подобрать нужный эквивалент довольно трудно. Поэтому для постоянно практикующих специалистов и мастеров весьма полезно снимать осциллограммы для собственного банка данных, поясняющие работу хотя бы КУ привода ВВ, отказы которых встречаются чаще.

ЛИТЕРАТУРА


1. Маркелов В. А., Петров А. М., Тейерман В. А., Тимочкин А. Б. Бесконтактные двигатели постоянного тока для звуко- и видеоаппаратуры. — Обзоры по электронной технике. Серия 6: Материалы, вып. 5, с. 3—5, 8—23, 56,57. — М.: ЦНИИ "Электроника", 1987.

2. Петропавловский Ю. Видеотехника формата VHS. — Радио, 1995, № 8, с. 12—15.

3. Афанасьев А. П., Самохин В. В. Бытовые видеомагнитофоны. — М.: Радио и связь, 1989, с. 83—94.

4. Тейерман В. А. Индикаторные преобразователи Холла для бесконтактных двигателей постоянного тока. — Обзоры по электронной технике. Серия 1. Электроника СВЧ, вып. 7. — М.: ЦНИИ "Электроника", 1988.

5. Петропавловский Ю. Видеотехника формата VHS. — Радио, 1993, № 5, с. 8—11; № 8, с. 5—7.


# АНТЕННЫ С КОЛЬЦЕВЫМИ ВИБРАТОРАМИ

*А. МЕЛЬНИК, пос. Марьино Рыльского р-на Курской обл.*

*В журнале описано много антенн различных конструкций для приема телевизионных сигналов как в диапазоне метровых (МВ), так и дециметровых (ДМВ) волн. В большинстве из них активными служат либо линейный, либо петлевой полуволновый вибратор. Были рассмотрены и рамочные вибраторы. Однако интересным продолжением их совершенствования можно назвать антенны с кольцевыми антенными вибраторами, которые имеют ряд преимуществ. О некоторых вариантах конструкций таких антенн и рассказано в публикуемой здесь статье.*

Совершенствование на протяжении пяти поколений цветных телевизоров практически не затронуло повышение их чувствительности. Поэтому при недостаточной плотности телеретрансляционной сети, малой мощности передатчиков и больших потерях в диапазоне ДМВ по-прежнему можно считать актуальной разработку высокоэффективных и относительно простых телевизионных антенн. Как показывает практика, большое разнообразие разработанных ранее антенн по ряду причин (конструктивной сложности, низкой повторяемости из-за критичности к размерам, больших расхода и стоимости материалов и др.) привело к использованию в большинстве случаев либо различных конструкций линейного полуволнового вибратора, что сводит на нет все усилия по подъему их на высоту из-за малого коэффициента усиления и узкой полосы пропускания, либо сложных в изготовлении антенн волновой канал, предназначенных для работы на одном телевизионном канале и с одного направления.

Однако существуют антенны, в основу которых положен кольцевой вибратор, выгодно отличающийся от линейного большими усилением, входным сопротивлением и полосой пропускания, а также механической прочностью и компактностью. Они конструктивно просты, легко повторяемы, позволяют достичь большого усиления при широкой полосе пропускания и хорошем согласовании с 75-омными коаксиальным кабелем снижения и нагрузкой, обеспечивающем режим бегущей волны.

Кольцевой вибратор, показанный на рис. 1, представляет собой проводник в форме кольца, периметр которого равен средней длине волны $\lambda_{ср}$ принимаемого телевизионного канала для полуволнового кольцевого вибратора и $2\lambda_{ср}$ для одноволнового. Имеющий входное сопротивление 292 Ом кольцевой полуволновый вибратор хорошо согласуется с 75-омным коаксиальным кабелем полуволновым U-коленом (рис 1), длина которого равна $\lambda_{ср}/2K_{ук}$, где $\lambda_{ср}$ — средняя длина волны принимаемого телевизионного канала, а $K_{ук}$ — коэффициент укорочения кабеля, обусловленный уменьшением длины электромагнитной волны в коаксиальном кабеле по отношению к вакууму и определяемый его конструктивным исполнением (для наиболее распространенных кабелей РК-75-4-11, РК-75-4-13, РК-75-4-15 $K_{ук}$= 1,52). Такая антенна имеет усиление 2 дБ (здесь и далее приводятся значения коэффициента усиления относительно середины метрового диапазона телевещания, следует иметь в виду, что с ростом частоты принимаемого телесигнала прирост коэффициента усиления плавно увеличивается, достигая 100% в диапазоне ДМВ) и предназначена из-за наличия узкополосного симметрирующе-согласующего устройства для приема одного телеканала в зоне уверенного приема.

Размеры вибратора определяют по формулам: $D=1,03\lambda_{ср}/\pi$; $АБ=0,06D$; $L=3,08D$, где D — диаметр кольцевого полуволнового вибратора, АБ — расстояние между точками разрыва, L — длина используемого для изготовления вибратора проводника.

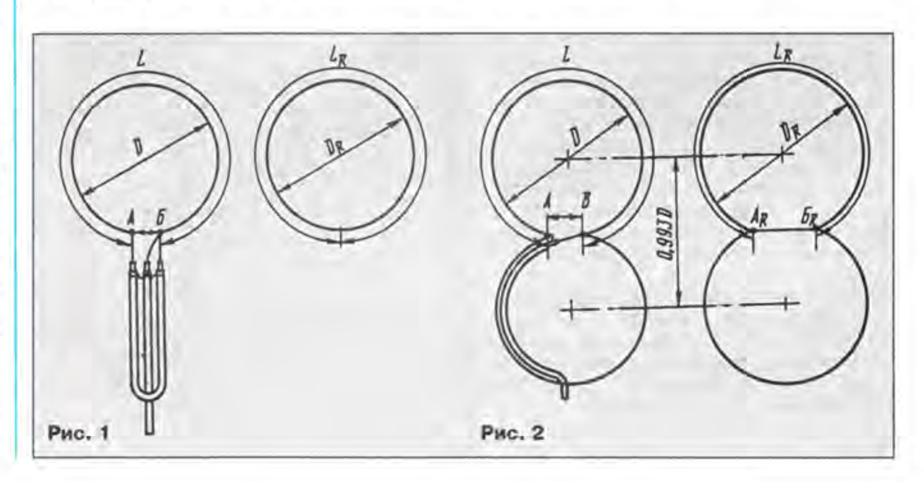



Рис. 1

Рис. 2

Если на удалении $0,2\lambda_{ср}$ от вибратора установить рефлектор (рис. 1), то коэффициент усиления антенны возрастает до 10 дБ, а уменьшившееся до 200 Ом входное сопротивление вибратора не вносит рассогласования с фидером при КБВ не ниже 0,5.

Конструктивно рефлектор может быть кольцевым, линейным или сплошным. Кольцевой рефлектор изготовляют в виде замкнутого кольца диаметром $D_R$=1,08D из проводника длиной $L_R$=3,39D=3,14$D_R$. Линейный рефлектор набирают с шагом $0,06\lambda_{ср}$ в диапазоне МВ до получения высоты, равной D, из линейных вибраторов длиной 1,2 D. В диапазоне ДМВ шаг набора рефлекторного полотна уменьшают до $0,05\lambda_{ср}$. Сплошной рефлектор выполняют из листового металла, фольгированного материала или мелкоструктурной металлической сетки шириной 1,2D и высотой D.

Из двух, трех или четырех таких антенн удобно формировать синфазную антенную решетку, обеспечивающую усиление свыше 12 дБ и хорошее согласование по входному сопротивлению с 75-омным фидером. Согласование решеток может быть откорректировано изменением расстояния между вибратором и рефлектором антенн. Устанавливают их вертикально одну над другой с шагом $0,5\lambda_{ср}$, который диктуется исключительно размерами линий связи. Однако максимум усиления достигается при шаге $0,65\lambda_{ср}$ в случае использования двух антенн, $0,75\lambda_{ср}$ при трех и $0,8\lambda_{ср}$ при четырех антеннах. В этом случае удобно пользоваться линией связи, примененной в рассмотренной ниже антенне, названной условно "Дуплет".

Непосредственное синфазное включение, как изображено на рис. 2, двух полуволновых кольцевых вибраторов обеспечивает усиление 6 дБ с незначительным сужением полосы пропускания одиночного вибратора. Входное сопротивление антенны при этом становится равным 146 Ом. Применение рефлектора дает наибольший прирост коэффициента усиления 7 дБ при расстоянии до рефлектора $0,2\lambda_{ср}$ для кольцевого, $0,24\lambda_{ср}$ для сплошного и $0,28\lambda_{ср}$ для линейного. Входное сопротивление антенны в зависимости от расстояния до рефлектора 0,1, 0,15 или $0,2\lambda_{ср}$ находится в пределах 66...72, 79...86 или 91...99 Ом соответственно. Начиная с расстояния $0,25\lambda_{ср}$, рефлектор на входное сопротивление антенны практически не влияет.

Очевидно, что использование кольцевого рефлектора, установленного на расстоянии $0,2\lambda_{ср}$ от вибратора, позволяет с хорошим согласованием выполнить непосредственное подключение 75-омного коаксиального кабеля, который в целях симметрирования должен быть проложен по половине нижнего кольца. Размеры кольцевого рефлектора определяют по формулам: $D_R$=1,08D; $А_RБ_R$=0,37$D_R$=0,4D; $L_R$=2,76$D_R$=2,98D, где D — диаметр полуволнового кольцевого вибратора, определяемый по формуле $D=\lambda_{ср}/\pi$ (остальные размеры вибратора аналогичны размерам одиночного кольцевого вибратора), $D_R$ — диаметр каждого из колец кольцевого рефлектора, $А_RБ_R$ — линейный размер соединительного проводника, $L_R$ — длина используемого для изготовления каждого из колец рефлектора проводника.

В целях более точной настройки рефлектора на максимальное подавление излучения в обратном направлении отрезок $А_RБ_R$ может быть заменен гибким проводом, длину которого подбирают.

Как показывают измерения в диапазоне ДМВ, полоса пропускания (по уровню 0,7) кольцевого вибратора равна 80 МГц при возможной полосе рабочих частот (по уровню около 0,5) 330 МГц. Однако она не может быть использована полностью из-за необходимости применения узкополосных симметрирующе-согласующих устройств и (или) линий связи для согласования с 75-омным фидером. Полоса пропускания двойного кольцевого вибратора равна 32 МГц при возможной полосе рабочих частот 220 МГц и, в случае непосредственного подключения к нему кабеля снижения, как и в описываемых ниже антеннах, условно названных "Мечта" и "Дуплет", используется полностью. Двойной кольцевой вибратор захватывает 26 телевизионных каналов (8 МГц). Зона основного резонанса имеет ширину в четыре телеканала, выше и ниже которой расположены линейные участки с коэффициентом усиления на уровне 0,45 от максимального значения протяженностью 8 и 14 телеканалов соответственно.

Антенна, образованная синфазным включением двух двойных полуволновых кольцевых вибраторов и показанная на рис. 3,а, имеет усиление 10 дБ и предназначена для ведения дальнего телевизионного приема. По своей структуре эта антенна аналогична восьмиэлементной решетке с вертикальным расположением линейных полуволновых вибраторов, и поэтому их параметры схожи: полоса пропускания (при значении КБВ, равном 0,5...1) — 15 МГц, ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости — 60° без рефлектора или 50° с рефлектором. Однако вертикальный угол излучения значительно больше и равен 60°.

По вариантам питания кольцевых вибраторов можно собрать модификации этой антенны, условно названные "Мечта" и "Дуплет".

Антенна "Мечта", изображенная на рис. 3,б, имеет симметричное подключение двойных кольцевых вибраторов к точкам питания АБ согласованной симметричной линией передачи с волновым сопротивлением 150 Ом, составленной из двух отрезков коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом. Так как согласованная линия передачи обеспечивает режим бегущей волны, то при выборе длины отрезков кабеля следует руководствоваться лишь соображениями удобства монтажа, соблюдая при этом равенство длин всех отрезков кабеля по длине оплетки. В этом случае волновое сопротивление антенны в точках питания будет равно 73 Ом, а полоса пропускания будет определяться полосой пропускания двойного кольцевого вибратора.

При приеме одного телевизионного канала следует использовать более простую в изготовлении антенну "Дуплет", показанную на рис. 3,в, в которой верхний двойной кольцевой вибратор соединен с нижним посредством согласованной и настроенной линии передачи с электрической длиной, равной $\lambda_{ср}$, и волновым сопротивлением 150 Ом. Ее изготавливают из двух отрезков коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом и длиной, равной $\lambda_{ср}/K_{ук}$. В этом случае фазы сигналов от верхнего и нижнего двойных кольцевых вибраторов в точках питания АБ будут совпадать только на длине волны $\lambda_{ср}$, так как линия передачи с длиной $\lambda_{ср}$ поворачивает фазу сигнала на 360°. Если длина волны принимаемого сигнала отличается от $\lambda_{ср}$, то прошедший через настроенную линию передачи сигнал от верхнего двойного кольцевого вибратора не совпадает по фазе с сигналом от нижнего двойного вибратора, причем сдвиг фаз тем боль-

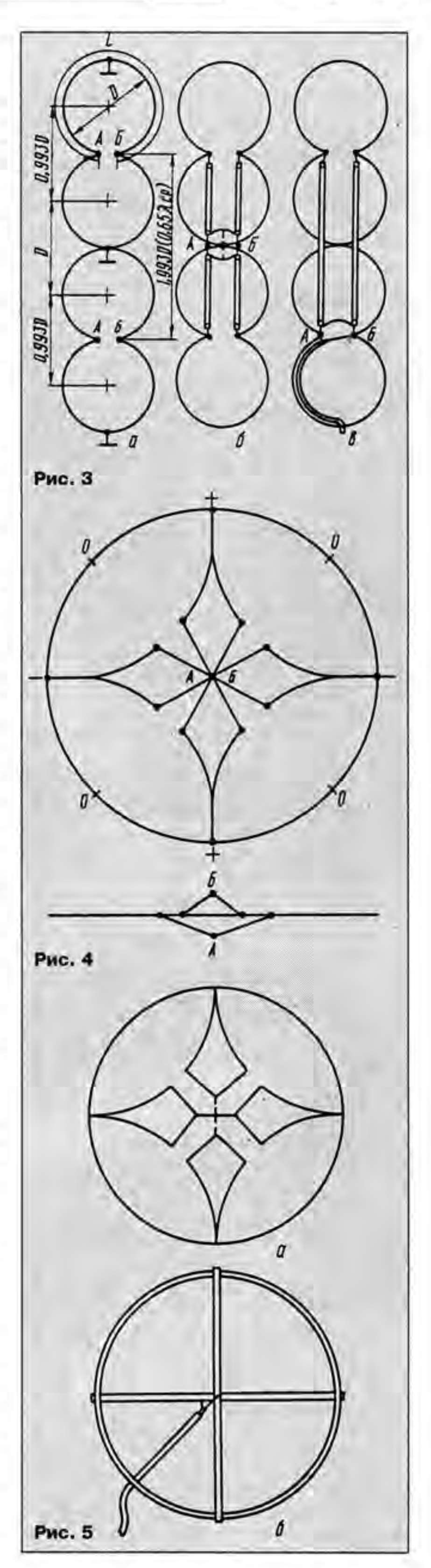


Рис. 3

Рис. 4

Рис. 5

ше, чем больше отклонение длины волны принимаемого сигнала от $\lambda_{ср}$, а следовательно, тем меньше амплитуда суммарного сигнала в точках питания АБ. Очевидно, что при таком способе питания антенна становится более избирательной.

Необходимо отметить, что несмотря на простоту изготовления, по коэффициенту усиления эта антенна аналогична девятиэлементной антенне волновой канал, имея существенно большую полосу пропускания. При использовании рефлектора, набранного из линейных вибраторов длиной 1,2D с шагом $0{,}06\lambda_{ср}$ для МВ и $0{,}05\lambda_{ср}$ для ДМВ до высоты 4D и установленного на расстоянии $0{,}28\lambda_{ср}$ от антенны, ее коэффициент усиления увеличивается на 7 дБ. При этом высота антенны, а следовательно, и рефлекторного полотна, равна $4D=1{,}3\lambda_{ср}$, что в 2,7 раза меньше, чем высота в $3{,}5\lambda_{ср}$ восьмиэлементной антенной решетки из расположенных с шагом $\lambda_{ср}/2$ друг над другом линейных полуволновых вибраторов, и в 1,4 раза меньше высоты в $1{,}83\lambda_{ср}$ антенны, рассмотренной в [1]. Высокий коэффициент усиления антенны при относительном уменьшении высоты антенны (а также рефлекторного полотна в случае его установки) сохраняется за счет оптимального (с точки зрения максимального усиления) расстояния между точками питания двух двойных кольцевых вибраторов, расположенных друг над другом, равного $2D \approx 0{,}65\lambda_{ср}$ [2].

В случае необходимости получения круговой диаграммы направленности следует использовать антенну "Мечта" или "Дуплет" с установкой двойных кольцевых вибраторов во взаимно перпендикулярных вертикальных плоскостях. Коэффициент усиления такой антенны — 6 дБ, волновое сопротивление — 73 Ом.

Несмотря на то что линейный одноволновой вибратор имеет больший на 1,2 дБ коэффициент усиления и большую полосу пропускания, чем полуволновый, он не находит применение в практике телеприема из-за высокого (более десятка килоом) входного сопротивления и больших габаритов. Однако построенная на его основе антенна, названная условно "Солнышко", позволяет конструктивно обойти указанные недостатки и получить усиление 7,6 дБ, которое может быть увеличено на 3 дБ в случае применения кольцевого рефлектора.

Антенна "Солнышко", изображенная на рис. 4, представляет собой кольцевой вибратор, составленный из четырех шлейфовых (дуг такого же кольца) полуволновых вибраторов, сфазированных и соединенных параллельно линиям связи (прямые отрезки), имеющих волновое сопротивление 300 Ом. Так как шлейфовый полуволновый вибратор имеет входное сопротивление 292 Ом, то в точках питания антенны АБ оно равно 73 Ом, причем только в том случае, если все элементы антенны (за исключением линий связи) изготовлены из проводника одного диаметра. Для получения волнового сопротивления линии связи 300 Ом необходимо, чтобы отношение расстояния между проводниками линии к диаметру каждого из них было равно четырем. Именно это расстояние определяет токосъемный разрыв в каждом из шлейфовых вибраторов. При монтаже проводники линий связи поворачивают вокруг осей этих линий на 90° так, чтобы точки питания А и Б оказались по разные стороны плоскости антенны (на рис. 4 одна за другой) и чтобы в каждой из них сходились проводники с одинаковым знаком (+ в точке Б и − в точке А).

В диапазоне ДМВ эту антенну несложно изготовить печатным способом на фольгированном стеклотекстолите, как изображено на рис. 5,а. Однако в этом случае одна из точек питания должна быть выполнена в виде перемычки с обратной стороны (на рис. 5,а показана штриховой линией).

Так как длина линий связи намного меньше средней длины волны принимаемого телеканала, то линиями связи можно пренебречь. В этом случае конструкция антенны может быть значительно упрощена, как представлено на рис. 5,б, а в ее АЧХ появляется высокочастотный участок с усилением на уровне 0,3 от максимального. Вертикальный и горизонтальный проводники монтируют по разные стороны кольцевого вибратора, благодаря чему они, пересекаясь, не касаются друг друга в центре, а их середины служат точками питания антенны.

Размеры такой антенны определяют по формулам: $D=1{,}92\lambda_{ср}/\pi \approx 0{,}61\lambda_{ср}$, $L=1{,}92\lambda_{ср}$, где D — диаметр кольцевого вибратора, а L — длина проводника, из которого его изготавливают. В случае использования кольцевого рефлектора его диаметр и длина проводника, из которого изготавливают, следующие: $D_R=1{,}08D=0{,}66\lambda_{ср}$, $L_R=D_R\pi=2{,}07\lambda_{ср}$. Максимум усиления антенны с кольцевым рефлектором наступает при расстоянии до рефлектора $0{,}25\lambda_{ср}$.

Как показывают измерения, в диапазоне ДМВ полоса пропускания упрощенной антенны "Солнышко" равна 60 МГц при возможной полосе рабочих частот 160 МГц. Коаксиальный кабель (75 Ом) подключают к точкам питания антенны непосредственно и выводят из нее через любую из точек нулевого напряжения полуволновых шлейфовых вибраторов. В случае использования этих точек для крепления антенны к мачте изоляция не требуется.

Использование антенны "Солнышко" целесообразно также на каналах 6—12 МВ, так как в этом случае размер кольцевого вибратора будет менее метра.

Отличительной особенностью рассмотренных антенн можно назвать абсолютную симметрию как по горизонтали, так и по вертикали, что обусловливает одновременный прием электромагнитных волн как горизонтальной, так и вертикальной поляризации.

Элементы антенн изготавливают из медного или алюминиевого провода или трубки диаметром 4...12 мм для МВ и 3...6 мм для ДМВ. В случае использования металлической ленты ее ширина должна быть равна двум диаметрам круглого проводника.

С целью снижения потерь, особенно в диапазоне ДМВ, вызываемых поверхностным эффектом, усугубляемым коррозией элементов антенны от погодных факторов, незащищенные участки медных проводников, а также места пайки после тщательного удаления остатков канифоли следует покрыть нитролаком.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ковачев В. Телевизионная антенна ДМВ. — Радио, 1994, № 6, с. 38.

2. Ротхаммель К. Антенны. — М.: Энергия, 1979.

Поскольку в телевизоре ЗУСЦТ-П-51 отсутствует селектор каналов дециметровых волн, то его необходимо сопрягать с видеомагнитофоном по видеосигналу через НЧ вход. То же самое относится и к видеоплейеру. Однако по какой бы схеме блок НЧ входа ни был выполнен, возникает проблема устойчивой синхронизации разверток, так как эти сигналы поступают с инверсного выхода УПЧИ и при его необходимом закрывании исчезают. Как оказалось, простое инвертирование для этой цели видеосигнала с магнитофона не решает проблемы.

Кроме вопроса синхронизации, в этом телевизоре не меньше трудностей вызывает и правильное подключение декодера ПАЛ. Наиболее распространен на радиорынках и в государственной торговле декодер ПАЛ, собранный на микросхеме К174ХА28, мало чем отличающийся от декодера, описанного в [1]. Выходные каскады декодера ПАЛ и декодера СЕКАМ телевизора работают параллельно. Но если неправильно сделано управление декодером ПАЛ, это может стать причиной пропадания цвета при переходе с просмотра видеозаписей на телепрограммы, так как выход декодера ПАЛ может блокировать поступление "красных" цветоразностных сигналов с выхода декодера СЕКАМ (модуль УМ2-2-1) на систему опознавания и цветовой синхронизации (модуль УМ2-1-1). Кроме того, для устойчивой работы декодера ПАЛ необходимы специальные трехуровневые стробирующие импульсы SSC, которые в телевизоре "Рекорд ВЦ-311" не формируются.

Все эти проблемы решены автором в предлагаемом узле сопряжения видеомагнитофона с телевизором "Рекорд ВЦ-311". Принципиальная схема узла изображена на рис. 1. Он состоит из каскадов блока НЧ входа (транзисторы VT1 — VT8) и декодера ПАЛ (микросхема DA1 и транзисторы VT9 — VT16), элементы которых размещены на общей печатной плате. Плату располагают в БРОС (блоке радиоканала и обработки сигнала) на разъеме, для которого в БРОС между разъемом Х31 для модуля УМ2-1-1 и разъемом Х7 для блока управления имеются десять отверстий. При построении декодера ПАЛ использован модуль задержанного сигнала М2-5-1 телевизора, за счет чего удалось значительно упростить декодер.

При воспроизведении видеозаписей видеосигнал с магнитофона поступает через контакт 1 разъема XS1 на усилитель видеосигнала (транзисторы VT2, VT4) и на автоматический выключатель НЧ входа (транзисторы VT1, VT5 — VT7). При этом усиленный транзистором VT1 сигнал детектируется диодами VD2, VD3 и на конденсаторе С17 появляется положительное напряжение в несколько вольт. Это напряжение приводит к открыванию транзисторов VT5 — VT7 и подаче напряжения +12 В (через транзистор VT7) на усилитель видеосигнала и селектор синхроимпульсов (транзистор VT8). Поскольку нормальная работа блока цветности телевизора зависит от уровня видеосигнала, то предусмотрена возможность установки его оптимального значения переменным резистором R14.

С эмиттера транзистора VT4 полный цветной телевизионный видеосигнал (ПЦТВ) через контакт 6 разъема XS3 поступает в модули УМ2-3-1 и УМ2-1-1, а через конденсатор С2 на декодер ПАЛ. Транзистор VT6, открываясь, уменьшает

# СОПРЯЖЕНИЕ ВИДЕОМАГНИТОФОНА С ТЕЛЕВИЗОРОМ «РЕКОРД ВЦ-311»

**А. АНУФРИЕВ, г. Чехов Московской обл.**

*Проблема сопряжения видеомагнитофонов с устаревшими телевизорами не нова. В журнале уже освещались вопросы подключения видеомагнитофонов к телевизорам УПИМЦТ, ЗУСЦТ, а также декодирования сигналов цветности в системе ПАЛ, но несмотря на это, они остаются актуальными и сейчас. Особые трудности возникают при сопряжении видеомагнитофона с переходной моделью ЗУСЦТ-П-51 ("Рекорд ВЦ-311"). Об этом и рассказано в публикуемой ниже статье.*

постоянную времени системы АПЧиФ в субмодуле синхронизации М3-1-2, благодаря чему телевизор быстрее реагирует на колебания сигналов синхронизации в ПЦТВ, приходящем с видеомагнитофона. Через диод VD6 блокируется УПЧЗ телевизора (цепь ДУ модуля УМ1-2 соединяется с общим проводом). Для блокировки УПЧИ через диод VD5 на устройство АРУ (вывод 8 модуля УМ1-1) воздействует закрывающее напряжение +12 В.

Сигнал звукового сопровождения при воспроизведении проходит на усилитель ЗЧ через контакт 3 разъема XS1, резистор R4 и контакт 5 разъема X35 в БРОС. При записи звуковой сигнал с этой же точки усилителя ЗЧ через резистор R7 и контакт 3 разъема XS2 приходит на видеомагнитофон. На эмиттере транзистора VT3 всегда присутствует видеосигнал, поступающий с контакта 6 разъема XS3 при просмотре телепередач или с эмиттера транзистора VT4 при воспроизведении видеозаписей. Этот видеосигнал через контакт 1 разъема XS2 используется для записи.

Включить блок НЧ входа можно и при-

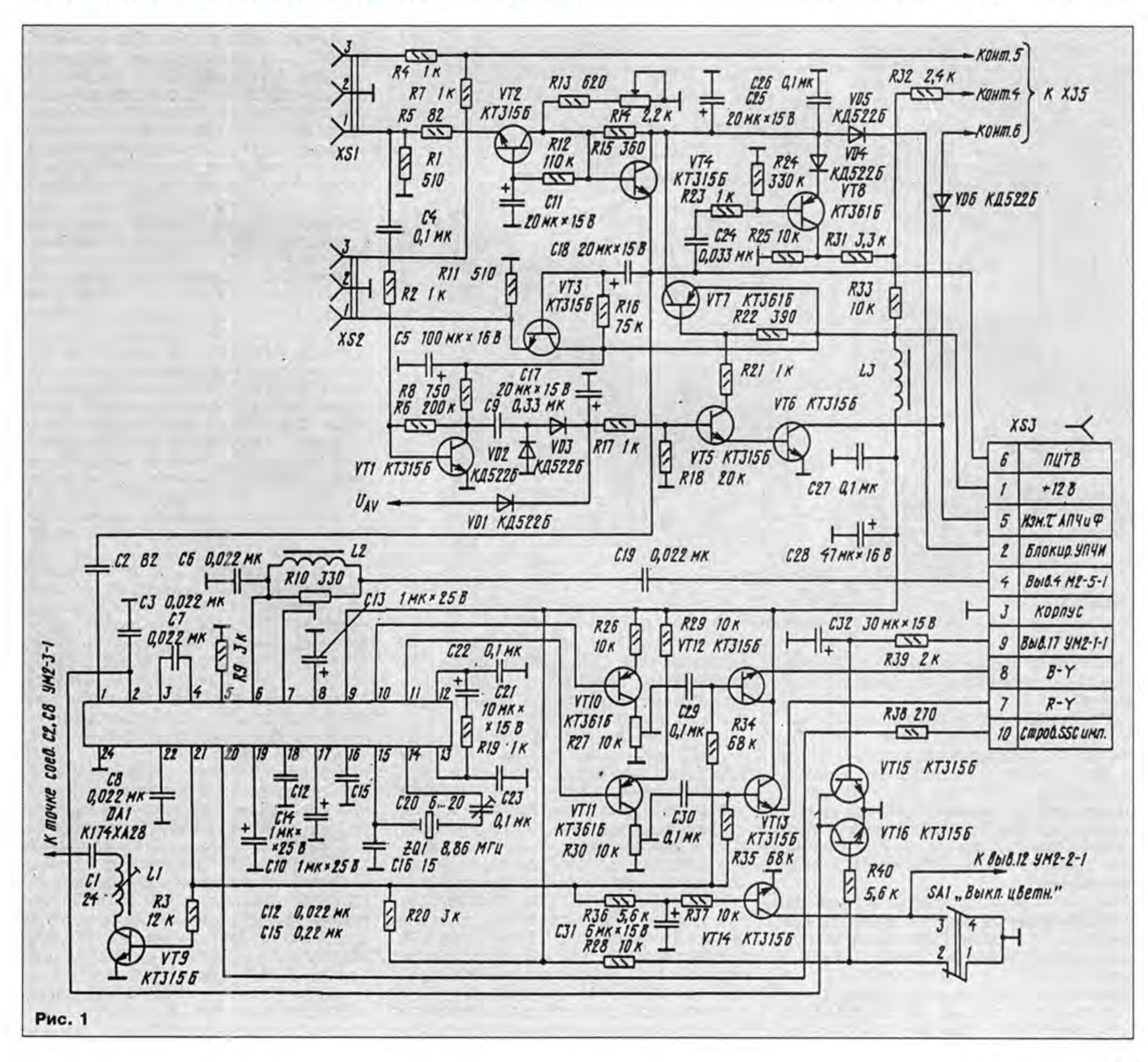



Рис. 1

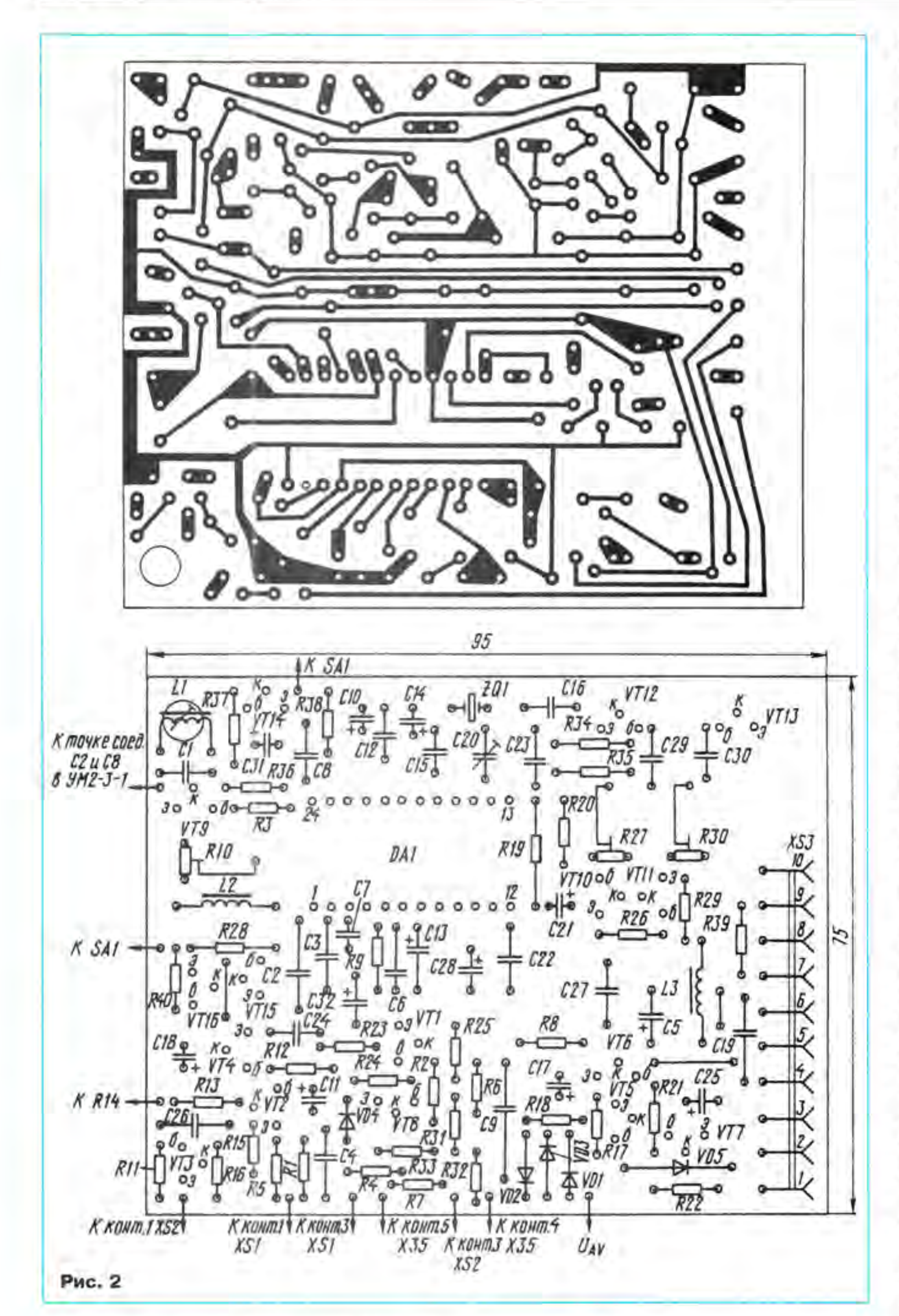



Рис. 2

нудительно, подав через диод VD1 напряжение управления аудиовизуального режима 12 В.

Работа декодера ПАЛ на микросхеме К174ХА28 или ее аналогах (TDA3510, MDA3510, ХА039) подробно описана в [2] и здесь не рассматривается. Уровень задержанного сигнала, поступающего с модуля М2-5-1, можно установить резистором R10. Необходимого уровня "красного" и "синего" цветоразностных сигналов добиваются резисторами R30 и R27 соответственно.

При приеме телепередач, а также при воспроизведении видеозаписей системы СЕКАМ декодер ПАЛ будет выключен, так как воздействующее через контакт 9 разъема XS3 с системы цветовой синхронизации телевизора положительное напряжение открывает транзистор VT15, соединяя вывод 2 микросхемы с общим проводом DA1. При этом на выводе 21 микросхемы исчезает положительное напряжение и выходные транзисторы VT12, VT13 закрываются.

Как только приходит видеосигнал системы ПАЛ, транзистор VT15 закрывается и включается декодер ПАЛ. С вывода 21 микросхемы на базы транзисторов VT12, VT13 поступает открывающее напряжение, и с их эмиттеров в модуль матрицирования (УМ2-3-1) начнут проходить цветоразностные сигналы. Одновременно положительное напряжение с вывода 21 микросхемы DA1 воздействует на базы транзисторов VT9 и VT14 . Транзистор VT9 включает режекторный контур L1C1, подавляющий сигнал с частотой 4,43 МГц (частота поднесущей ПАЛ), а транзистор VT14 выключает декодер СЕКАМ телевизора.

Узел сопряжения собран на печатной плате, рисунок проводников которой и расположение деталей на ней показаны на рис.2.

Катушка L1 намотана на каркасе из полистирола диаметром 8 мм с карбонильным подстроечником СЦР-1. Она содержит 60 витков провода ПЭЛШО 0,14.

Катушкой L2 служит дроссель Д-0,15 индуктивностью 15 мкГн (15...18 мкГн). Дроссель L3 — Д-0,1 индуктивностью 110 мкГн.

Узел сопряжения устанавливают печатными проводниками в сторону модуля УМ2-1-1, предварительно впаяв в БРОС вилку разъема XS3. Для того чтобы нумерация контактов разъема XS3 соответствовала указанной на рис. 1 (т. е. номеру контакта вилки в БРОС), ключевой выступ в розетке XS3 необходимо удалить и приклеить его с другой стороны. Контакт 4 вилки подключают к контакту 4 разъема X26 (модуль М2-5-1), а печатный проводник, соединяющий его с другими разъемами, необходимо перерезать. Неподключенные никуда контакты 9 и 10 вилки соединяют соответственно с контактом 17 разъема X30 (модуль УМ2-1-1) и с выходом формирователя импульсов SSC.

Далее проверяют наличие в БРОС перемычек, замыкающих контакт 5 вилки с контактом 3 разъема X38 (М3-1-2) и ее контакт 8 с контактом 13 разъема X15 (УМ2-3-1), а также наличие соединения контакта 5 разъема X35 с контактом 6 разъема X20 (УМ1-2) и контакта 4 разъема X35 с резисторами R34 и R57 цепи синхронизации. Диод VD6 устанавливают на плате БРОС, так как для него здесь имеются отверстия, подключенные к контактам 6 и 7 разъема X35. Необходимо только убедиться в наличии перемычек, соединяющих эти контакты с контактом 7 разъема X20 (УМ1-2) и контактом 3 разъема X38 (М3-1-2) соответственно.

Переменный резистор R14 устанавливают вместо регулятора тембра НЧ (R109), а последний удаляют, припаяв к подходившим к нему проводникам резистор сопротивлением 20 кОм. Коллектор транзистора VT14 соединяют с контактом 3 тумблера SA1 телевизора (выключатель цвета), а точку соединения резисторов R28 и R40 — с контактом 2 этого тумблера. Его контакт 1 подключают к общему проводу. Розетку XS1 устанавливают возле антенного входа телевизора. Розеткой XS2 служит розетка X5 в блоке управления. При этом провод, припаянный к ее контактам 1 и 4, отключают от контакта 1.

Для правильного функционирования декодера ПАЛ на вывод 20 микросхемы DA1 должны поступать трехуровневые импульсы SSC с формирователя, схема которого показана на рис. 3. Импульсы формируются при смешивании на резисторе R12 кадровых синхроимпульсов, проходящих через диод VD6 с эмиттера транзистора VT1, и сформированных строчных импульсов, поступающих через диоды VD5 и VD7.

Уровень 4,5 В строчных импульсов получается при ограничении стабилитроном VD4 положительных импульсов обратного хода строчной развертки, снимаемых с обмотки 4—5 выходного строчного трансформатора. Уровень 9 В строчных импульсов формируется двумя одновибраторами на микросхеме DD1. Первый одновибратор выполнен на элементах DD1.1, DD1.2. Для его запуска используются фронты ограниченных стабилитроном VD1 импульсов обратного хода строчной развертки отрицательной полярности, приходящих с обмотки 3—4 строчного трансформатора. С выхода

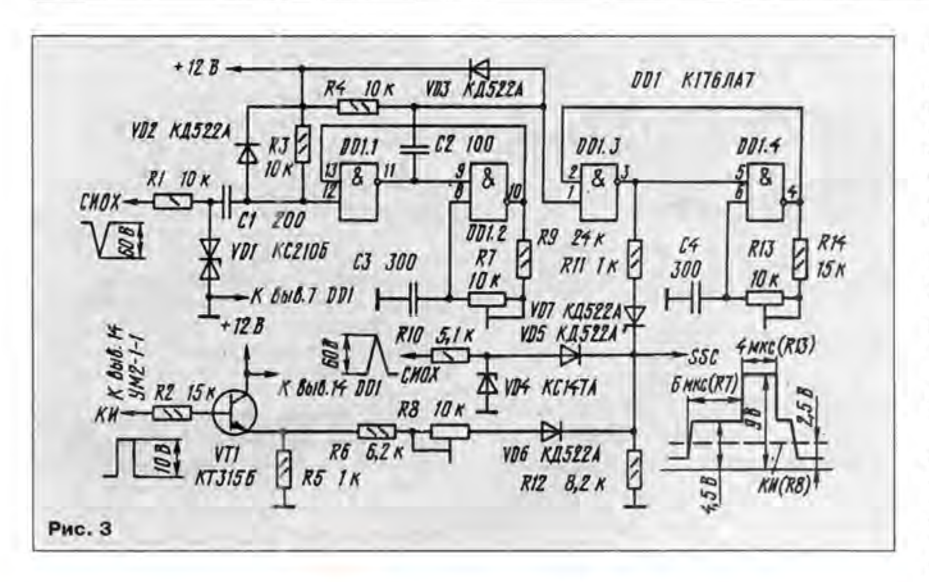



Рис. 3

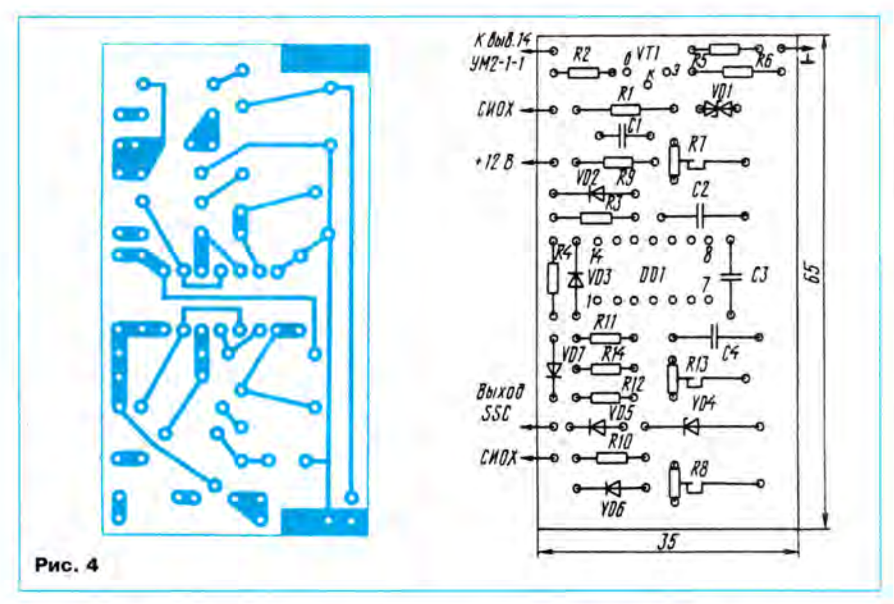



Рис. 4

элемента DD1.1 через конденсатор С2 спадами формируемых первым одновибратором импульсов запускается второй одновибратор на элементах DD1.3, DD1.4. Импульсы с выхода элемента DD1.3 используются для получения площадок с уровнем 9 В в импульсах SSC.

Регулируя подстроечным резистором R7 длительность импульсов первого одновибратора, смещают положение фронтов импульсов второго одновибратора относительно начала импульсов SSC. Подстроечным резистором R13 регулируют длительность импульсов второго одновибратора, а резистором R8 устанавливают амплитуду кадровой составляющей 2,5 В. Все регулировки в формирователе импульсов SSC необходимо контролировать осциллографом.

Формирователь собран на печатной плате, рисунок проводников которой и расположение деталей на ней изображены на рис. 4. Плату формирователя припаивают жесткими проводниками к шасси телевизора над горловиной кинескопа, используя для этого специальные контактные площадки на плате.

Налаживание узла сопряжения начинают с блока НЧ входа. Для этого, выключив цвет тумблером SA1, подают ПЦТВ ПАЛ на контакт 1 розетки XS1 и проверяют напряжение на выводе коллектора транзистора VT4. Оно должно быть близко к 12 В. Затем подстроечным резистором R14 устанавливают устойчивое изображение.

Далее включают цвет и налаживают декодер ПАЛ. Движки подстроечных резисторов R27 и R30 устанавливают в среднее, а резистора R10 — в правое по схеме положение. Затем принудительно включают декодер ПАЛ, замкнув выводы конденсатора С10, и вращением ротора конденсатора С20 добиваются появления устойчивого цветного изображения. Движками резисторов R27 и R30 подстраивают насыщенность синего и красного цветов соответственно, а движком резистора R10 — общую насыщенность по участкам изображения зеленого цвета.

Сняв перемычку, замыкающую конденсатор С10, наблюдают за работой декодера. Если появляются пропадания цветов, их устраняют незначительной подстройкой резистора R13 в формирователе импульсов SSC.

Для настройки режекторного контура L1C1 выключают цвет, а на базу транзистора VT9 через резистор сопротивлением 10 кОм подают напряжение +12 В. На контакт 1 розетки XS1 подают с генератора синусоидальный сигнал частотой 4,43 МГц и амплитудой 0,5 В. К точке соединения конденсатора С1 с яркостным каналом телевизора подключают осциллограф с полосой пропускания не менее 5 МГц и вращают подстроечник катушки L1 до максимального уменьшения сигнала. При необходимости, если резонансная частота контура L1C1 далека от частоты 4,43 МГц, уточняют емкость конденсатора С1. Точно настроенный режекторный контур устраняет зернистую структуру цветовых тонов.

ЛИТЕРАТУРА


1. Новаченко И., Михайлов А. Декодер сигналов ПАЛ на микросхеме К174ХА28. — Радио, 1990, № 10, с. 50—54.
2. Ельяшкевич С. А. Цветные стационарные телевизоры и их ремонт. — М.: Радио и связь, 1990.


## ОБМЕН ОПЫТОМ

# ДОРАБОТКА УСИЛИТЕЛЯ «КУМИР-35У-102С-1»

При эксплуатации усилителя "Кумир-35У-102С-1" на повышенной мощности появляются заметные искажения звучания, особенно на низших звуковых частотах. Анализ схемы и конструкции усилителя позволил выявить причину искажений — она оказалась в перегрузке сетевого трансформатора. Чтобы избавиться от этого недостатка, я изготовил новый трансформатор питания. Использовал для него тороидальный магнитопровод из электротехнической стали Э320. Внешний диаметр магнитопровода — 100 мм, внутренний — 60 мм, высота — 55 мм. Сетевая обмотка трансформатора содержит 700 витков провода ПЭЛШО 0,55. Вторичная обмотка для питания предусилителя состоит из 2×50 витков того же провода, обмотка для питания оконечных каскадов усилителя содержит 2×88 витков провода ПЭЛШО 0,13.

Резистор R31 (см. инструкцию по эксплуатации усилителя, блок А9) в обоих каналах следует заменить резисторами сопротивлением 680 Ом. Подстроечным резистором R6 значение перегрузки индикатора (блок А12) установить величиной 100 Вт на нагрузке 4 Ом.

После указанной переделки усилитель стал звучать значительно лучше, а номинальная его мощность составила 100 Вт на канал при искажениях не более тех, что указаны в инструкции по эксплуатации.

**О.ШИШКИН**

*пос. Решетиха*
*Володарского р-на*
*Нижегородской обл.*

# УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПРОЦЕССОРНОГО БЛОКА СТЕРЕОКОМПЛЕКСА «ВЕГА-119С»

*Д. ПАНКРАТЬЕВ, г. Ташкент, Узбекистан*

*Отечественная промышленность очень неуверенно вводит микропроцессорные узлы в бытовую радиоэлектронную аппаратуру. Можно по пальцам пересчитать модели, в которых используются микропроцессоры: в основном это видеомагнитофоны и телевизоры. Автор настоящей статьи предлагает произвести доработку процессорного блока магниторадиолы, возможности которого использованы далеко не полностью.*

Управляющий микропроцессор К145ИК1914, используемый в составе стереофонического аудиокомплекса "Вега-119С", выполняет только функцию счетчика условного метража ленты с подачей на ЛПМ сигнала "Стоп" по переполнению. Однако эта микросхема обладает гораздо более широкими возможностями, и предлагаемое усовершенствование процессорного блока (ПБ) позволяет реализовать значительную их часть, а также распространить функции управления на панель ЭПУ.

Усовершенствованный ПБ обеспечивает следующие сервисные удобства:

— прямой и обратный счет условного метража ленты (УМЛ);

— счет общего времени работы ЛПМ и (или) ЭПУ;

— автостоп ЛПМ и отключаемый автостоп ЭПУ по переполнению счетчика УМЛ при совместной работе ЛПМ и ЭПУ в режиме "Запись";

— автостоп ЛПМ и отключаемый автостоп ЭПУ по истечении заданного времени ("Таймер");

— индикацию режима работы устройства.

Обратимся к рисунку измененной принципиальной схемы ПБ. Отметим сразу, что этот вариант устройства имеет ряд отличий от промышленного (например, в уровнях напряжения, подаваемых на отдельные входы микросхемы), поэтому при переделке блока необходимо тщательно сверять монтаж на соответствие с предлагаемой схемой. На рисунке вновь вводимые элементы помечены апострофом.

Доработку блока целесообразно провести поэтапно.

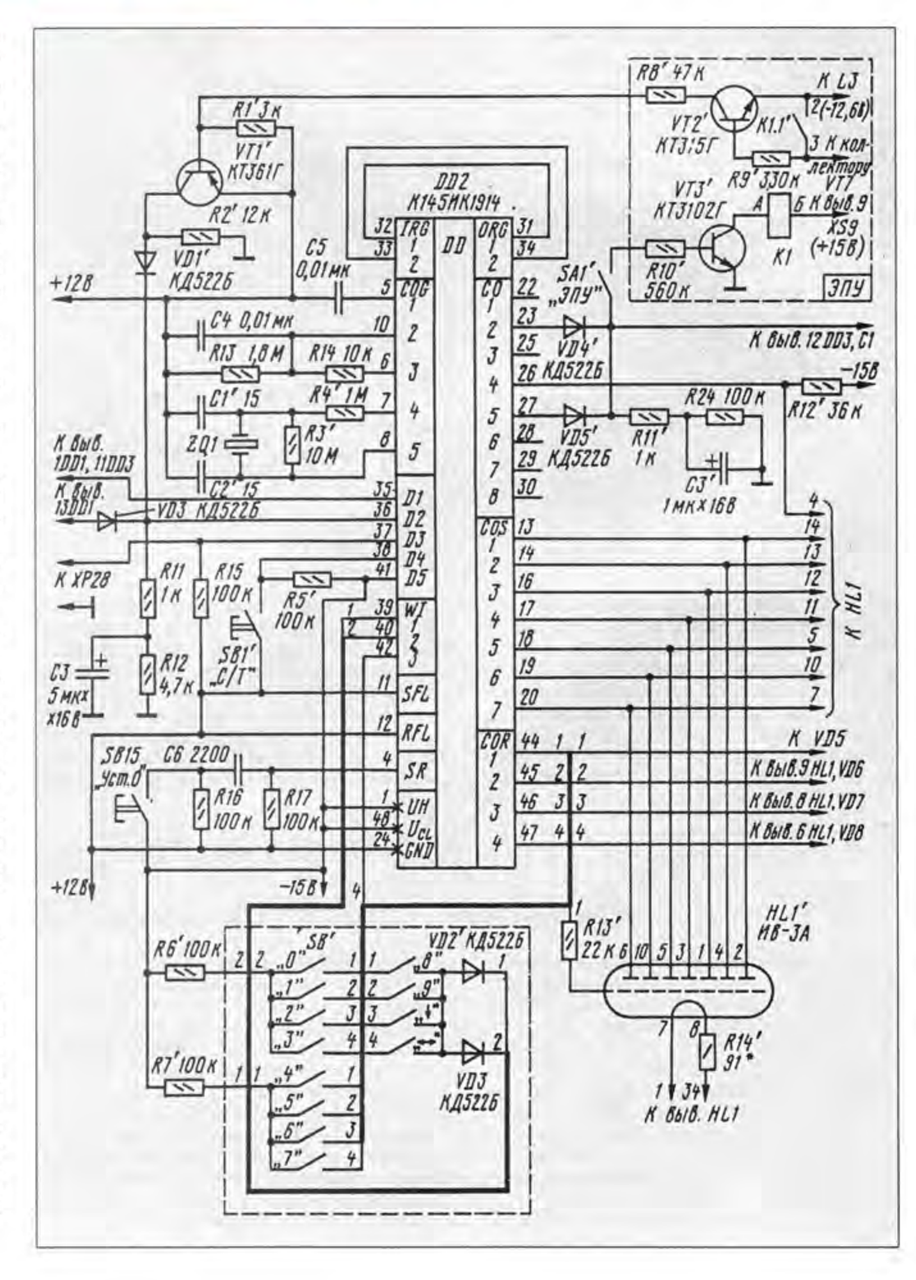
Во-первых, вводят индикацию младшего разряда (МР) счетчика, что повышает точность визуального отсчета УМЛ на порядок (примерно до 2,5 см) и обеспечивает индикацию разряда секунд при счете времени. Поскольку установленный в блоке индикатор HL1 трехразрядный, потребуется либо его замена, либо введение дополнительного индикатора МР. Чтобы избежать значительных изменений в монтаже, автором был введен дополнительный индикатор HL1' ИВ-3А.

Во-вторых, для более точного счета времени включают кварцевый резонатор для стабилизации частоты задающего генератора микросхемы DD2 ($f_p$=32768 Гц). Этой цели служит цепь ZQ1', R3', R4', C1', C2' в стандартном для данного типа микросхем включении. Необходимости в подборе корректирующих конденсаторов C1', C2' нет, так как длительность измеряемых временных интервалов невелика.

В-третьих, в модифицированное устройство вводят дополнительную клавиатуру, посредством которой производят управление режимами работы ПБ. Кроме того, блок дополняют цепями управления ЭПУ.

Разберем некоторые особенности работы процессора К145ИК1914 как отдельного узла, так и в составе данного блока.

После подачи напряжения питания устанавливаются режим счета УМЛ и нулевые показания счетчика. В это начальное состояние процессор может быть приведен из любого другого нажатием



кнопки "Уст.0". Если теперь включить ЛПМ, нажав одну из клавиш перемотки или воспроизведения, на аноде диода VD3 возникнут импульсы напряжения, формируемые в оставшихся без изменений входных цепях ПБ. Пульсации напряжения сглаживаются конденсатором С3, и на входе D2 ("Пуск") микросхемы появляется уровень лог.0 (+12 В), разрешая счет импульсов, поступающих на вход D1 (УМЛ). Направление счета зависит от логического уровня, действующего на входе D3 (лог.1 — прямой, лог.0 — обратный), который определяется положением контактов датчика направления движения ленты. Одновременно с подачей сигнала "Пуск" процессор начинает отсчет времени, информация о котором в этом режиме визуально не представляется.

Для изменения вида выводимой информации необходимо обращение к клавиатуре, которое происходит посредством префиксной клавиши "С/Т". Она должна быть нажата во время работы с клавиатурой. Нажатие клавиши "С/Т" в режиме счета импульсов при наличии на входе D2 лог.1 ("Стоп") устанавливает процессор в режим готовности к вводу с клавиатуры. На индикаторе зажигаются нули, а при нажатии на значащие клавиши ("0"—"9") происходит ввод соответствующих цифр, начиная с МР. Текущее значение состояния счетчика импульсов при этом не изменяется. Неправильно набранное число можно заменить новым без использования либо с использованием клавиши "Сброс" ("↓"). Нажатие этой клавиши приведет к сбросу введенного числа, а также к обнулению счетчика текущего значения УМЛ.

После отпускания клавиши "С/Т" процессор возвращается в режим счета импульсов. При дальнейшей его работе в этом режиме возможно сравнение текущего значения счетчика и введенного с клавиатуры и вывод информации о результате сравнения. Однако для реализации этой возможности необходимо заметное усложнение схемы, что вряд ли является оправданным, поскольку такой режим, как показала практика, используется очень редко, особенно при наличии счетчика времени. Тем не менее желающим использовать возможности процессора еще более полно рекомендации будут даны в конце статьи.

Клавиша "Обмен" ("↔") предназначена для изменения вида информации, выводимой на индикаторное устройство. Ее нажатие (при наличии лог.1 на входе D2) приведет к переводу процессора в режим счета времени. На выходе С04 появляется уровень лог.0, и зажигается соответствующий сегмент на индикаторе. После отпускания клавиши "С/Т" на индикатор выводятся данные о текущем значении данных счетчика времени. Нажатие значащих клавиш в режиме счета времени автоматически вызовет перевод процессора в режим таймера (обратный счет). На индикаторе отображаются единицы секунд (МР), десятки секунд, единицы минут и десятки минут. Неправильно набранное число можно набрать заново без использования либо с использованием клавиши "↓". Ее нажатие приведет также к обнулению счетчика текущего значения времени. После отпускания клавиши "С/Т" и появления на входе D2 сигнала "Пуск" происходит обратный счет времени. По истечении заданного интервала на выходе С02 (С01) появляются импульсы напряжения, которое сглаживается конденсатором С3 и поступает на узел включения автостопа. При переполнении счетчика УМЛ на выходе С05 появляется уровень лог.0, что также вызывает срабатывание автостопа.

Нажатие клавиши "С/Т" при лог.0 на входе D2, т. е. в процессе работы, вызывает изменение вида информации, выводимой на индикатор.

Особенностью описываемого устройства является то, что микросхема выполняет функции счетчика полного времени работы ЛПМ. Для блокировки счета времени в режимах перемотки и паузы нужно подавать уровень лог.0 на вход D5.

Управление работой ЭПУ через клавиатуру и ПБ происходит с помощью функциональных узлов запуска процессора и выработки сигнала "Стоп". Первый из них собран на транзисторах VT1', VT2'. Его вход подключен к коллектору транзистора VT7 триггера устройства управления ЭПУ.

При нажатии кнопки "Пуск" ЭПУ триггер переключается, положительное напряжение поступает на базу VT2' и открывает его. VT1' также открывается, и на входе D2 процессора появляется уровень лог.0. Начинается отсчет времени. Нажатие кнопки "Стоп" вызывает обратное переключение триггера управления ЭПУ и транзисторы VT1', VT2' закрываются. Появление лог.1 на входе D2 прекращает счет.

Узел выработки сигнала "Стоп" собран на транзисторе VT3'. В режиме "Таймер" по истечении заданного интервала времени С3' заряжается импульсами напряжения с выхода С02, транзистор VT3' открывается и срабатывает реле К1', контакты которого дублируют кнопку "Стоп"; ЭПУ выключается.

При работе с ЭПУ следует учесть, что отсчет времени начинается сразу после нажатия кнопки "Пуск", а не после включения микролифта. При совместной работе ЛПМ и ЭПУ (например, при записи) последнее будет также выключаться при переполнении счетчика импульсов. Если это нежелательно, можно воспользоваться тумблером SA1', отключающим базу транзистора VT3' от управляющего выхода процессора.

Таковы принципы работы процессора в различных режимах ПБ с расширенными функциями.

Как уже отмечалось выше, в режиме счета импульсов предусмотрена возможность сравнения текущего значения счетчика и введенного ранее с клавиатуры. О результате сравнения можно судить по состоянию управляющих выходов С06—С08. Сравнение осуществляется при наличии лог.1 на входе D2 ("Стоп") по спаду импульса положительной полярности на входе D4 (в момент отпускания клавиши "С/Т"). При этом лог.0 появляется на выходе С06, если текущее значение больше введенного ранее, на выходе С08 — если они равны, а на выходе С07 — если текущее значение меньше введенного. При работе в автоматическом режиме необходимо предусмотреть соответствующие изменения логических уровней на указанных входах (прерывание счета), происходящее с частотой 1...3 Гц. Длительность импульсов прерывания может составлять 5...20 мс. На это время желательно производить блокирование входов WI1, WI2 во избежание случайного ввода данных и маскирование индикатора.

При монтаже следует особое внимание обратить на безошибочность подключения выводов микросхемы и на полное устранение ненужных соединений. Для этого, например, выводы 8, 39, 40 микросхемы DD2 следует осторожно извлечь из отверстий в печатной плате и дальнейшие соединения производить гибким проводом. Печатный проводник между выводами 1 и 4 HL1 необходимо разорвать. Элементы VT2', R3', R9', VT3', K1', R10' смонтированы на плате ЭПУ; элементы ZQ1', C1', C2', R3', R4' и VT1', R1', R2' — на небольших, с размерами 10×20 мм, платах, расположенных непосредственно в блоке ПБ; монтаж остальных элементов — навесной.

Клавиатура и дополнительный индикатор выполнены в виде отдельного выносного блока. Конструкция клавиатуры — произвольная. Длину соединительных проводов не стоит делать больше 40 см во избежание сбоев в работе устройства.

В конструкции применимы следующие детали. Транзисторы VT1', VT2' — любые маломощные кремниевые соответствующей структуры с коэффициентом передачи тока не менее 50 и допустимым напряжением коллектор—эмиттер не менее 30 В. VT3' — КТ3102Г, КТ3102Е. Диоды — КД521, КД522 с любыми буквенными индексами или аналогичные. Кварцевый резонатор — РК101. Все резисторы — МЛТ-0,125, кроме R14' — МЛТ-0,25. Конденсатор С3' — К50-16, остальные — любые малогабаритные керамические термостабильных групп ТКЕ. Реле К1' — РЭК23 (исполнение 0102).

Правильно собранное устройство в налаживании не нуждается.

**От редакции.** Обмотку реле К1 следует зашунтировать любым маломощным диодом на рабочее напряжение не менее 20 В (катодом к цепи +15 В).

# СХЕМОТЕХНИКА УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ ВЫСОКОЙ ВЕРНОСТИ

М. КОРЗИНИН, г. Магнитогорск

Схема сопряжения входного каскада и усилителя напряжения приведена на рис. 7. Для их согласования ОУ нагружен на эмиттерный повторитель, который, в свою очередь, работает на каскад с общей базой.

База транзистора VT2 непосредственно подключена к общему проводу питания. Между этим проводом и выходом ОУ DA1 последовательно включены эмиттерный переход транзистора VT1, резистор R6 и эмиттерный переход транзистора VT2. Через резистор R6 в режиме покоя протекает постоянный ток 4,7 мА, который создает на нем падение напряжения около 3,5 В. Для открывания же двух последовательных эмиттерных переходов необходимо постоянное напряжение порядка 1,4 В. Таким образом, постоянное напряжение на выходе ОУ в режиме покоя должно составлять около 4,9 В. Принимая во внимание, что напряжение питания ОУ составляет ±13 В, следует признать, что ОУ разбалансирован очень сильно.

Включение между транзисторами VT1 и VT2 резистора R6 вызвано использованием в усилителе тока низкочастотных транзисторов и необходимостью компенсации дополнительного полюса АЧХ с помощью цепи коррекции по опережению, в которую вместе с конденсатором C6 входит и резистор R6. Следовательно, если применить в выходном каскаде более высокочастотные транзисторы, цепь R6C6 можно исключить без каких-либо потерь в линейности УМЗЧ.

Утверждение известного конструктора УМЗЧ высокой верности [1,28], что применение в выходном каскаде такого УМЗЧ высоковольтных мощных комплементарных пар транзисторов с граничной частотой передачи тока базы более 5 МГц неприемлемо из-за их отсутствия, на сегодняшний день устарело. Транзисторы средней и большой мощности КТ816—КТ819 в УМЗЧ промышленного изготовления давно уже не используются. На смену транзисторам КТ816, КТ817 пришли транзисторы КТ850, КТ851, имеющие граничную частоту коэффициента передачи тока базы более 20 МГц, рассеиваемую мощность порядка 25 Вт, максимальное напряжение коллектор—эмиттер около 200 В. Вместо транзисторов КТ818, КТ819 с успехом могут работать транзисторы КТ864, КТ865 с граничной частотой коэффициента передачи тока базы более 15 МГц и максимальным напряжением коллектор—эмиттер более 200 В. В последнее время УМЗЧ промышленного изготовления строят на транзисторах серий КТ8101, КТ8102 с граничной частотой коэффициента передачи тока базы более 10 МГц, максимальным напряжением коллектор—эмиттер около 200 В и рассеиваемой мощностью приблизительно 150 Вт [26,27].

Следовательно, вполне реально заменить все транзисторы выходного каскада этого УМЗЧ (рис. 6) на более современные, после чего цепь R6C6 можно исключить. При этом на выходе ОУ DA1 постоянное напряжение в режиме покоя может быть уменьшено до 1,4 В.

Дальнейшего снижения этого напряжения (практически до нуля) удается добиться, реализовав подачу смещения на транзисторы VT1 и VT2 с устройства сдвига уровня на диодах VD1', VD2' (рис. 8). В зависимости от типа диодов их число может быть увеличено до трех [29]. Резистор R6' служит для создания необходимого прямого тока через диоды.

Радикально улучшить согласование входного каскада и усилителя напряжения можно, заменив биполярные транзисторы VT1 и VT2 на полевой МОП-транзистор средней или большой мощности (рис. 9).

Здесь могут работать МОП-транзисторы КП902, КП901 и КП904. При увеличении мощности транзистора соответственно растет его крутизна на рабочем участке характеристики. Рабочую точку транзистора устанавливают путем незначительной разбалансировки ОУ, добиваясь на его выходе в режиме покоя постоянного напряжения, равного десятым долям вольта. По экспериментальным данным реальная крутизна МОП-транзисторов в таких режимах составляет в зависимости от примененного типа и экземпляра 20...130 мА/В. Учитывая, что рабочий ток стока транзистора VT1' должен составлять для данного УМЗЧ всего 4,7 мА, допустимо утверждать, что ОУ будет постоянно работать при любых значениях выходной мощности усилителя только в малосигнальном режиме.

Таким образом, из-за очень высокого входного сопротивления МОП-транзистора ОУ DA1 постоянно работает только в режиме класса А, что по данным [15] уменьшает его собственные искажения, как минимум, в 10 раз. Соответственно только за счет этого фактора в несколько раз увеличивается и линейность всего УМЗЧ. Использование МОП-транзистора позволило в данном узле уменьшить и ряд специфических искажений усиливаемого сигнала, в частности видоизменить спектр гармоник сигнала в сторону снижения высших гармоник [8,30]. Вновь введенные элементы R6C6 представля-

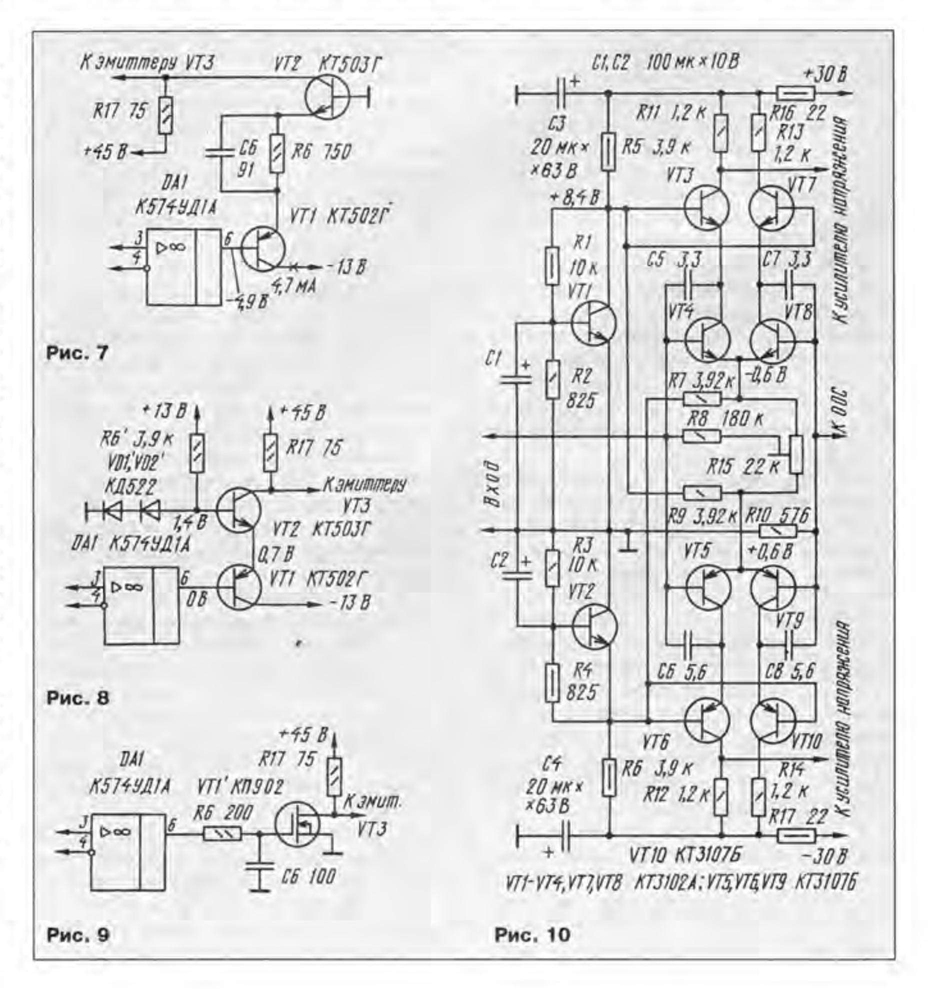



Рис. 7

Рис. 8

Рис. 9

Рис. 10

Окончание. Начало см. в "Радио", 1995, № 11, 12.

ют собой фильтр нижних частот. Срезая верхние частоты сигнала и тем самым ограничивая его спектр необходимым диапазоном частот, этот фильтр исключает возможность самовозбуждения каскада на транзисторе VT1'.

При испытаниях макетов УМЗЧ высокой верности в первоначальном варианте и при реализации его модификаций, в соответствии с рис. 8 и 9, эксперты единогласно признали лучшим вариант, показанный на рис. 9. Условия субъективной экспертизы были стандартными. В качестве источника сигнала использовался проигрыватель компакт-дисков фирмы Pioneer модели PD-102, с собственными нелинейными искажениями, не превышающими 0,003%, динамическим диапазоном 96 дБ и отношением сигнал/шум 102 дБ. Усилители нагружались на высококачественные акустические системы фирмы Technics модели SD-CD520GC-K, имеющие собственные нелинейные искажения в полосе частот 50 Гц... 20 кГц по звуковому давлению порядка 0,5%. Испытания проводились в акустически заглушенном помещении.

Следует заметить, что в последнее время в усилителях звуковой частоты ведущих зарубежных фирм [3—6 ] наблюдается устойчивая тенденция к расширению использования МОП-транзисторов в связи с их преимуществами перед биполярными.

Некоторый опыт применения мощных МОП-транзисторов в усилителях мощности звуковой частоты имеется и у отечественных конструкторов-радиолюбителей [31, 36 ].

При создании входных каскадов УМЗЧ высокой верности на интегральных ОУ конструкторы неизбежно сталкиваются с весьма ограниченным выбором отечественных ОУ. Как известно, все характеристики ОУ заложены в него конструктивно, хотя и имеется разброс их от экземпляра к экземпляру. Схемотехника интегральных ОУ вынужденно использует только горизонтальную симметрию построения каскадов. Интегральная технология существенно ограничивает рабочие токи и напряжения интегральных активных элементов. Снять все эти ограничения возможно только выполнением входного каскада УМЗЧ на дискретных элементах.

Входной каскад УМЗЧ на дискретных биполярных транзисторах может быть выполнен с полной схемотехнической (т. е. и горизонтальной, и вертикальной) симметрией. При этом входной каскад становится полностью симметричным для обеих полуволн усиливаемого звукового сигнала, резко уменьшается его чувствительность к пульсациям сети и помехам всех видов, появляется возможность с необходимой точностью подобрать транзисторы входного каскада в пары и комплекты по параметрам. Все это резко увеличивает линейность входного каскада и всего УМЗЧ в целом.

В качестве примера на рис. 10 приведена схема входного каскада высококачественного УМЗЧ музыкального центра "Эстония-010-стерео" [2].

Он построен по принципу полной симметрии. В каскаде использованы транзисторные источники тока, включенные по перекрестной схеме, что дополнительно его симметрирует. По данным изготовителя отношение сигнал/шум каскада составляет не менее 104 дБ. Следует признать, что это соответствует действительности. К числу безусловных достоинств каскада следует отнести отсутствие оксидных конденсаторов в цепи ООС. Балансировка каскада производится резистором R15. Резистор R10 является частью цепи ООС, так как УМЗЧ неинвертирующий. Несмотря на достаточно низкое напряжение питания, усилитель развивает на нагрузке 4 Ома номинальную выходную мощность около 50 Вт, а на нагрузке 8 Ом — 35 Вт. Блок питания УМЗЧ выполнен по нестабилизированной схеме. В качестве конденсаторов фильтров использованы два конденсатора К50-18 15 000 мкФ х 50 В. Этот входной каскад вполне может быть рекомендован для работы в УМЗЧ высокой верности.

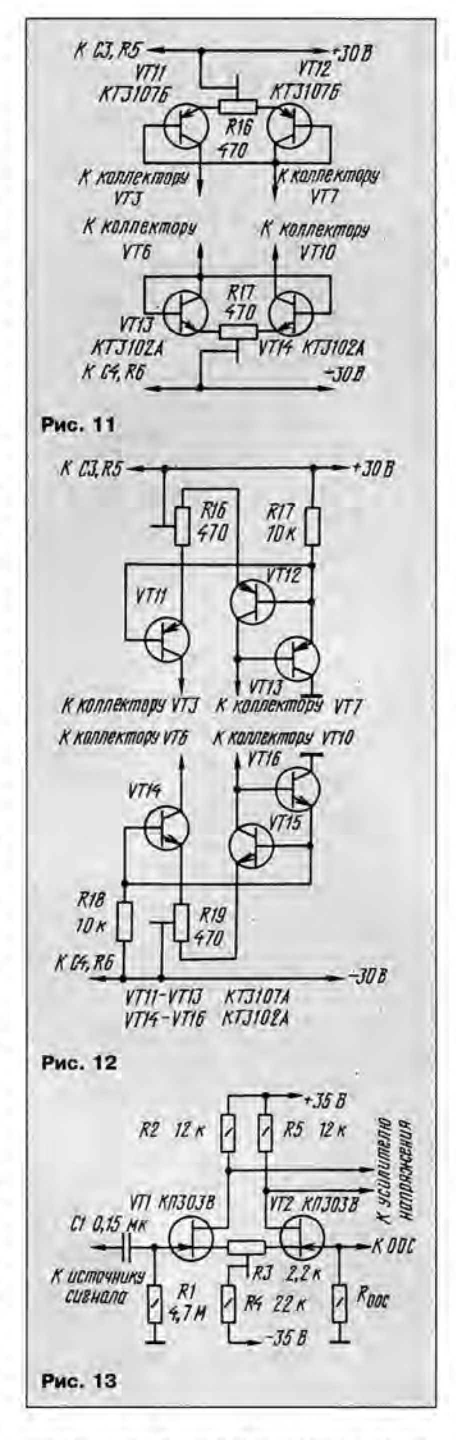


Рис. 11

Рис. 12

Рис. 13

Несколько улучшить характеристики этого входного каскада можно, применив динамическую нагрузку [36], что позволяет уменьшить его собственные искажения и увеличить коэффициент усиления. Схема модернизации таким способом каскада приведена на рис.11. Резисторы R11 и R13 дополнительно его симметрируют. Транзисторы VT3, VT8, VT9 и VT14 включены по схеме токового зеркала. Разновидностью такой схемы является токовое зеркало со следящей ООС (рис. 12).

Значительный интерес представляет возможность использования во входном каскаде УМЗЧ высокой верности полевых транзисторов. Это позволяет существенно упростить его схему, улучшить динамические и шумовые характеристики, видоизменить спектр гармоник усилителя в сторону уменьшения высших гармоник, получить при необходимости высокое входное сопротивление.

На рис. 13 приведена схема дифференциального входного каскада на полевых транзисторах с p-n переходом, первоначально работавшего во входном каскаде высококачественного регулятора тембра [25, 37]. Он может быть без каких-либо переделок полностью использован в качестве входного каскада высококачественного УМЗЧ. Испытания такого входного каскада показали прекрасные результаты.

Формулируя основные принципы построения высоколинейных входных каскадов на дискретных элементах, следует отметить следующее.

Линейность таких каскадов определяет работа всех их транзисторов только в режиме А. Возможность работы транзисторов в режиме АВ следует полностью исключить. Только в этом случае можно получить необходимую исходную линейность каскада.

Следующим принципом является обязательный подбор транзисторов в пары и комплекты по параметрам и, в первую очередь, по коэффициенту усиления по постоянному току или передаче тока базы и по частотным характеристикам. До настоящего времени этому не уделялось должного внимания. Более того, в описаниях почти всех любительских конструкций УМЗЧ, даже самых линейных, авторы утверждают, что необходимости подбора транзисторов по параметрам, в том числе и по коэффициенту усиления по току, нет, так как линейность УМЗЧ обеспечена схемотехнически [1]. С этим нельзя согласиться.

При горизонтальной симметрии схемотехники входного каскада следует подобрать в пары оба транзистора дифференциального каскада по коэффициенту передачи тока базы. При полной симметрии входного каскада УМЗЧ необходимо подбирать по этому параметру уже не два, а четыре транзистора для комплектования двух дифференциальных каскадов.

Использование во входном каскаде УМЗЧ высокой верности полевых транзисторов с p-n переходом позволяет получить высокую линейность. Однако еще более высокие результаты могут быть достигнуты при построении входного каскада УМЗЧ на полевых МОП-транзисторах средней и большой мощности.

Максимальное допустимое напряжение полевых МОП-транзисторов затвор—исток около 30 В, а максимальное напряжение сток—исток — 90...100 В, что позволяет получить очень широкий динамический диапазон входного каскада и суще-

ственно упростить весь УМЗЧ. Спектр гармоник всего УМЗЧ в этом случае содержит многие гармоники высших порядков. В ряде случаев можно вообще отказаться от усилителя напряжения и существенно укоротить тракт УМЗЧ. Схема входного каскада оказывается очень простой с минимальным числом элементов. Надежность его весьма высока. Термостабильность также оказывается очень высокой из-за саморегулирования тока стока полевых МОП-транзисторов в зависимости от температуры.

Во входных каскадах УМЗЧ с успехом можно применять полевые МОП-транзисторы средней и большой мощности с горизонтальным каналом типов КП902, КП901, КП904 (рис. 14). Транзисторы дифференциального каскада работают здесь в режиме А на линейном участке характеристик. Отношение сигнал/шум превышает 110 дБ. Питаться такой каскад должен только стабилизированным напряжением, в противном случае уровень фона сети может существенно превысить отношение сигнал/шум. Транзисторы следует подобрать по крутизне и начальному току стока. В данном случае использовались транзисторы КП904Б с начальным током стока порядка 3 мА крутизной характеристики около 100 мА/В. Ток покоя стока каждого из транзисторов составил 20 мА. Коэффициент усиления каскада по напряжению — около 26 дБ.

Эксперименты с входным каскадом, выполненным по схеме рис. 14, показали, что его высокая исходная линейность без ООС достигается только при индивидуальном подборе транзисторов его дифференциального каскада в пары по начальному току стока и фактической крутизне на начальном рабочем участке характеристики. При использовании МОП-транзисторов без подбора с различным сочетанием указанных параметров были обнаружены рост амплитуд всех высших гармоник и появление интермодуляционных искажений.

Превосходные результаты были получены при экспериментальной проверке входного каскада (рис. 15), выполненного на полевых СИТ-транзисторах (транзисторах со статической индукцией), освоенных нашей промышленностью в последние годы. Его прототип на зарубежной элементной базе вкратце описан в [8]. В каскаде были использованы отечественные СИТ-транзисторы КП959А с подбором их по параметрам. При этом уровень искажений всех видов был в несколько раз ниже, чем во входном каскаде, выполненном по схеме, приведенной на рис. 14. Можно утверждать, что такой усилитель способен обеспечить качество звучания на уровне лучших образцов ламповой усилительной техники звуковой частоты. Помимо квадратичных характеристик, напоминающих характеристики ламповых триодов, СИТ-транзисторы имеют высокую электрическую прочность, что позволяет увеличить напряжение питания входного каскада до ±100...200 В и получить усиление, достаточное для исключения каскада усиления напряжения. Это, в свою очередь, дает возможность существенно укоротить тракт УМЗЧ и исключить те искажения сигнала, которые вносятся усилителем напряжения.

Рис. 14

Рис. 15

Оценивая все вышеизложенное, следует отметить, что наиболее перспективным с точки зрения высокой верности звуковоспроизведения представляется конструирование входных каскадов УМЗЧ не на биполярных, а на полевых транзисторах, в особенности на полевых СИТ-транзисторах, имеющих, кстати, вполне приемлемую стоимость.

ЛИТЕРАТУРА


26. Стереоусилитель мощности "Корвет 200УМ-088С". Руководство по эксплуатации, 1994.

27. Усилитель полный "Корвет 100У-068СМ". Руководство по эксплуатации, 1994.

28. Сухов Н. К вопросу об оценке нелинейных искажений УМЗЧ. — Радио, 1989, № 5, с. 54—57.

29. Уэбб Л. Использование схемы сдвига уровней в высоковольтном операционном усилителе. — Электроника, 1980, № 7.

30. Игнатов А. Полевые транзисторы и их применение. — М.: Радио и связь, 1984.

31. Ильин В., Яцковский Р. Полевые транзисторы в выходном каскаде усилителя мощности. — Радио, 1983, № 2, с. 54, 55.

32. Борисов С. МДП-транзисторы в усилителях НЧ. — Радио, 1983, № 11, с. 36—39.

33. Орлов В. Широкополосный УМЗЧ. — Радио, 1988, № 3, с. 43, 44.

34. Иванов А. УМЗЧ с выходным каскадом на полевых транзисторах. — Радио, 1988, № 9, с. 33—35.

35. Якименко Н. Полевые транзисторы в мостовом УМЗЧ. — Радио, 1986, № 9, с. 38, 39.

36. Дмитриев Н., Феофилактов Н. Схемотехника усилителей мощности ЗЧ. — Радио, 1985, № 5, с. 35—38; № 6, с. 25—28.

37. Усилитель полный "Амфитон 50У-204С". Руководство по эксплуатации, 1991.

# ЧЕРТЕЖИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ — НА «РАДИО-86РК»

*В. ЧЕРНЫШЕВ, г. Ивано-Франковск, Украина*

*Как известно, наиболее трудоемкие операциии при воплощении радиотехнической конструкции в жизнь — разработка чертежа печатной платы и перенос его на заготовку. Нередко на помощь в этом случае призывают компьютер. Известно множество программ, позволяющих разрабатывать топологию печатных плат и готовить фотошаблоны. Такие программы обычно работают на высокопроизводительных современных ЭВМ. Однако и на простейших "персоналках" тоже можно кое-что сделать. Пример тому — публикуемая ниже программа "Феникс", разработанная нашим читателем Владимиром Чернышевым для компьютера "Радио-86РК".*

Предлагаемая вниманию читателей программа позволяет разрабатывать чертежи одно- и двусторонних печатных плат размерами до 200x160 мм. Она содержит две части: редактирующую (РЕДАКТОР) и печатающую. Программа интенсивно использует ресурсы компьютера, в частности при выводе изображения на экран, поэтому требования к нему довольно жесткие: во-первых, он должен быть полностью совместим с базовой моделью "Радио-86РК" в части регистров контроллера ПДП и видеоадаптера, а во-вторых, объем его ОЗУ должен быть не менее 32 Кбайт. Программа не использует обращений к нестандартным подпрограммам МОНИТОРа.

Принцип работы подобных программ очень прост: будущая плата разбивается на квадратные ячейки, в каждой из которых может быть либо контактная площадка, либо отверстие, либо соединение. В нашем случае ячейка представляет собой квадрат со стороной, равной половине расстояния между двумя соседними выводами микросхем в корпусах DIP, т. е. 1,25 мм. Следовательно, шаг трассировки равен 1,25 мм, а вся плата содержит 160x128 элементарных ячеек.

Для того чтобы РЕДАКТОР программы имел возможность изображать в двух соседних ячейках изолированные один от другого элементы, например, дорожку и контактную площадку с отверстием, компьютер должен иметь в своем знакогенераторе дополнительные графические символы. Принципы и правила доработки знакогенератора подробно описаны в [1]. В приведенную в этой статье таблицу прошивки ПЗУ знакогенератора (табл. 3) необходимо внести изменения в соответствии с табл. 1 (контрольная сумма нового блока 0400—04FFH равна 8992). В ее свободные позиции (кроме адресов 0400H—0407H) можно записать любые символы, по вашему усмотрению.

Программа рассчитана на автоматическое управление переключением половин знакогенератора, для чего вывод 19 микросхемы КР573РФ2 (D12) нужно подключить к выводу 34 контроллера дисплея КР580ВГ75 (D8). Однако при желании знакогенератором можно управлять и вручную, если подключить вывод 19 КР573РФ2 так, как описано в статье [1].

В крайнем случае РЕДАКТОРом можно пользоваться и без перепрограммирования ПЗУ знакогенератора, однако дорожки придется составлять только из символов "контактная площадка". Чтобы такие дорожки были изолированными одна от другой, между ними нужно будет оставлять, как минимум, один ряд свободных ячеек. Другими словами, вы не сможете, например, провести печатный проводник между двумя выводами микросхемы в корпусе DIP, не задев их.

Описание РЕДАКТОРа программы (ее машинные коды приведены в табл. 2, а блочные контрольные суммы — в табл. 3) начнем с интерфейса. При первом запуске РЕДАКТОРа на экран выводится заставка. После этого компьютер переходит в режим редактирования. Верхняя строка используется как строка состояния РЕДАКТОРа. В ней изображены название программы, наименование стороны платы, положение курсора относительно ее левого верхнего угла и режим работы. Оставшаяся часть экрана используется для отображения состояния платы. Естественно, вывести на экран всю плату невозможно — вы видите только ее фрагмент. При попытке вывести курсор за пределы экрана РЕДАКТОР сместит изображение в соответствующую сторону или подаст предупредительный сигнал, если смещение невозможно.

Для того чтобы все линии на экране выглядели непрерывными, РЕДАКТОР удаляет межстрочные пробелы. Это улучшает восприятие изображения (чтобы заметить разницу, сравните его с тем, что вы видите при выполнении команды LINE 0,10 в БЕЙСИКе "МИКРОН").

Итак, самая главная команда РЕДАКТОРа — <N>. При нажатии на эту клавишу он очищает обе стороны платы. Рекомендуется выполнять команду перед загрузкой в память односторонних плат и, конечно, перед разработкой новой платы. Это поможет избежать некоторых трудностей при выводе на печать и построении зеркальных изображений.

По команде <J> рабочее поле покрывается сеткой из символов . (точка). Сетка предназначена только для ориентации и на печать, конечно, не выводится. Команда работает в режиме "триггера" (включено—выключено).

Клавиша <0> (ноль) переключает курсор в режим стирания: все ячейки, в которых он "побывал", очищаются. Режим индицируется буквами "СТР" в строке состояния.

Клавиша <1> "заставляет" курсор рисовать за собой дорожку (в строке состояния — символы "ЛИН"). Заметим, что при этом РЕДАКТОР надлежащим образом обрабатывает все пересечения дорожек. Например, если курсор находился на горизонтальной дорожке, а после подачи команды <1> двинулся вверх, новая и старая дорожки сольются. Если же курсор рисовал вертикальную дорожку, "встретился" с горизонтальной дорожкой и тут "узнал" о команде <1>, дорожки будут соединены. Эту команду лучше выполнять в том случае, если курсор находится на каком-либо элементе платы (на дорожке, на площадке). Не стоит пытаться выполнить ее, если знакогенератор компьютера не доработан.

Команда <2> аналогична команде <0>, однако ячейки в этом случае заполняются символами "контактная площадка". Кроме того, действию курсора в этом режиме не подвержены ячейки-"отверстия". При включении режима в строке состояния появляются символы "УСТ".

Три последние команды взаимодействуют между собой по-особому. Если, например, команда <0> используется "сама по себе", она работает как "триггер". Однако, если вы включили режим "СТР", а затем, не выключая его, дали команду <2>, редактор сразу перейдет в режим "УСТ".

По команде <S> РЕДАКТОР меняет рабочую сторону платы. Ее условное обозначение выводится в строке состояния. При этом следует помнить, что и сторона "ДЕТАЛИ", и сторона "ПРИПОЙ" представляют собой вид платы со стороны радиокомпонентов. Иными словами, рисунок печатных проводников получается зеркальным.

При нажатии на клавишу <M> программа строит зеркальное изображение обеих сторон. Эта команда необходима, в частности, при печатании стороны "ПРИПОЙ". При каждом выполнении команды изображение платы "прижимается" к левому краю рабочего поля.

По команде <3> РЕДАКТОР "сверлит" в плате отверстие. Перед сменой стороны, записью на магнитофон или выходом из программы все отверстия на текущей стороне "пробиваются" на противоположную сторону, а те из них, что находятся на противоположной стороне (у которых нет выхода на текущую сторону), — стираются.

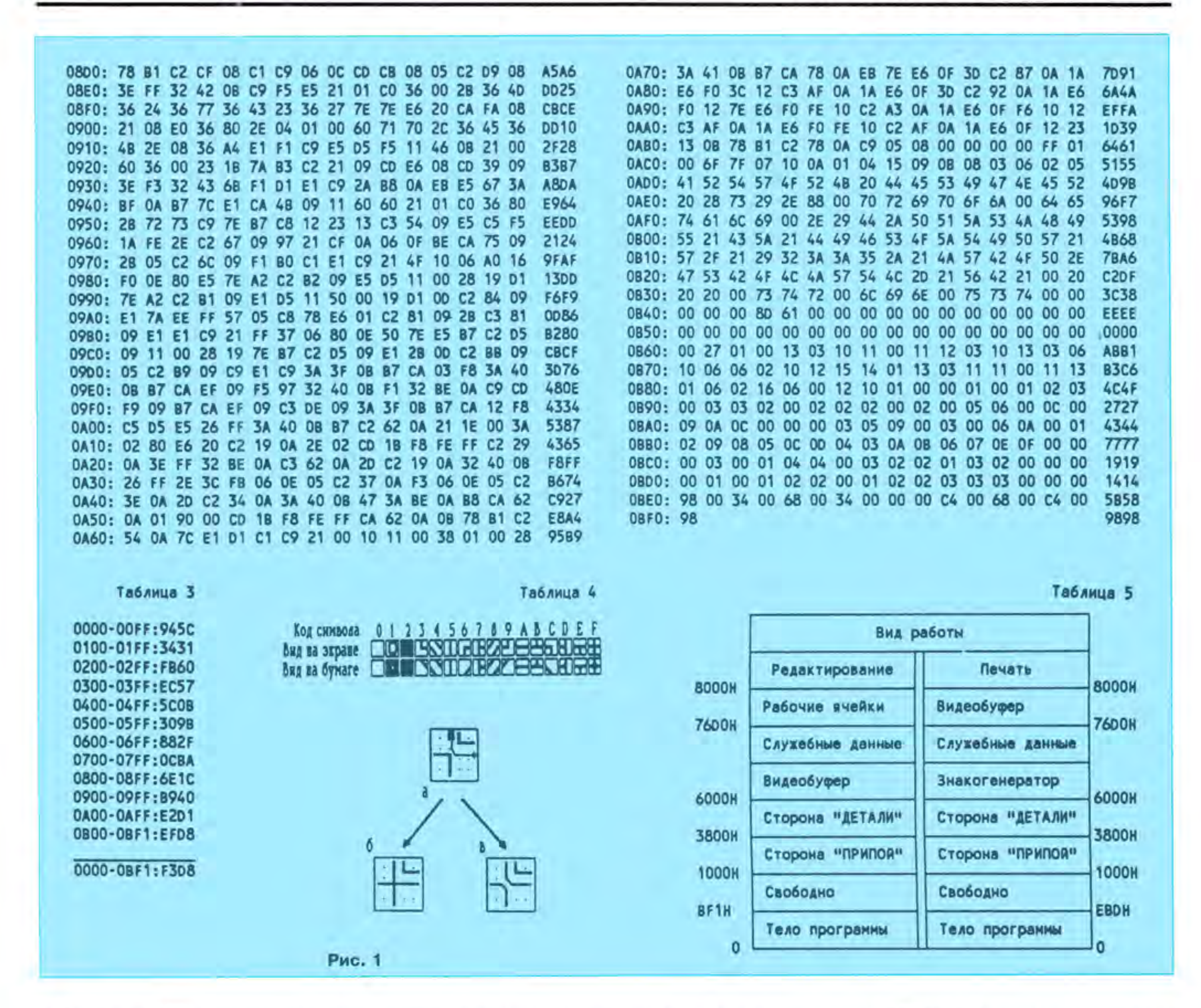
При нажатии на клавишу <5> в строке состояния появляется (или исчезает) символ * (звездочка). Суть этого режима поясняет рис. 1. Если попытаться провести курсор, как показано стрелкой на рис. 1, а при выключенной звездочке, дорожки соединятся (рис.1, б), а если режим включен, этого не произойдет (рис.1, в).

Таблица 1

```
0400: FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF F8 FB FB FB FB  ECD9
0410: FF FF FF C0 FB FB FB FB FF FF FF C3 FB FB FB FB  6855
0420: FB FB FB F8 FB FB FB FB FB FB FB C0 FB FB FB FB  8572
0430: FB FB FB C3 FB FB FB FB FB FB FB F8 FF FF FF FF  9485
0440: FB FB FB C0 FF FF FF FF FB FB FB C3 FF FF FF FF  6C5D
0450: FB FB FB FB FB FB FB FB FF FF FF C0 FF FF FF FF  A091
0460: FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF  FFF0
0470: FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF  FFF0
0480: FB FB FD DE EF F7 FB FB FF FF F0 F7 F4 F5 F5 F5  7E65
0490: FF FF C0 FF C0 FB FB FB FF FF C1 FD C5 F5 F5 F5  E6CE
04A0: F5 F5 F5 F4 F5 F5 F5 F5 FB F7 EF DE FD FB FB FB  6754
04B0: F5 F5 F5 C5 F5 F5 F5 F5 F5 F5 F4 F7 F0 FF FF FF  493A
04C0: FB FB C0 FF C0 FF FF FF F5 F5 C5 FD C1 FF FF FF  EADC
04D0: F5 F5 F5 F5 F5 F5 F5 F5 FF FF C0 FF C0 FF FF FF  3122
04E0: FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF  FFF0
04F0: FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF  FFF0
07FF: C0
```

Таблица 2

```
0000: CD 18 09 31 FF 7F 3A 42 0B B7 C3 0E 00 C3 CC 0B  4146
0010: 08 21 72 00 E5 21 00 10 01 00 28 3A 41 0B B7 CA  1AE1
0020: 23 00 09 EB 2A BA 0A 19 11 8D 61 06 1D 0E 20 7E  71EC
0030: E6 0F CD 0F 05 7E 0F 0F 0F 0F 13 E6 0F CD 0F 05  7879
0040: 13 23 0D C2 2F 00 C5 01 0E 00 EB 09 EB 01 30 00  1C18
0050: 09 C1 78 FE 02 C2 6D 00 3A BC 0A FE 0A C2 6D 00  AEA8
0060: 06 40 3E 1B 12 13 05 C2 64 00 C3 71 00 05 C2 2D  ED17
0070: 00 C9 21 D0 0A 11 3F 61 CD 54 09 3A 41 0B 21 E7  4A2D
0080: 0A B7 CA 88 00 21 EE 0A CD 54 09 3A 5A 0B B7 3E  B1EA
0090: 2A C2 95 00 97 32 7B 61 CD 36 02 3A 5D 0B B7 CC  8950
00A0: 2E 04 3A BF 0A B7 CA C3 00 2A 43 0B 56 7A FE 7F  C43E
00B0: 3E 23 CA B7 00 3E 7F 77 CD D5 01 72 CD D5 01 B7  D485
00C0: CA AD 00 CD D7 09 2A B8 0A 22 4A 0B 2A 43 0B 22  0321
00D0: 48 0B 2A BA 0A 22 4C 0B FE 60 DA DF 00 E6 DF FE  9C94
00E0: 35 CA 49 02 FE 1A C2 17 01 3E 03 CD 00 04 3A BC  8C44
00F0: 0A FE 0A 3A B8 0A C2 FE 00 FE 20 CA 00 01 FE 21  BBD6
0100: CA 83 02 3C 32 B8 0A 2A 43 0B 01 4E 00 09 22 43  74B4
0110: 0B CD 39 09 C3 53 03 FE 19 C2 3D 01 3E 01 CD 00  5B56
0120: 04 3A B8 0A FE 05 CA B8 02 3D 32 B8 0A 2A 43 0B  2A30
0130: 01 B2 FF 09 22 43 0B CD 39 09 C3 53 03 FE 08 C2  5E1B
0140: 60 01 3E 04 CD 00 04 3A B9 0A FE 08 CA EC 02 3D  346C
0150: 32 B9 0A 2A 43 0B 2B 22 43 0B CD 39 09 C3 53 03  3130
0160: FE 18 C2 83 01 3E 02 CD 00 04 3A B9 0A FE 47 CA  B479
0170: 1F 03 3C 32 B9 0A 2A 43 0B 23 22 43 0B CD 39 09  676D
0180: C3 53 03 F5 97 CD 00 04 F1 FE 4E C2 A3 01 21 00  413A
0190: 10 11 00 50 36 00 23 1B 7A B3 C2 94 01 32 41 0B  DFE7
01A0: C3 11 00 FE 53 C2 B6 01 CD 67 0A 3A 41 0B EE 01  5651
01B0: 32 41 0B C3 11 00 FE 1B C2 C0 01 3E 02 C3 C6 01  BCB8
01C0: FE 1F C2 E4 01 97 2A 43 0B EB F5 CD 0F 05 F1 CD  8C52
01D0: C0 04 C3 9B 00 01 F4 01 CD F9 09 B7 C0 0B 78 B1  E792
01E0: C2 D8 01 C9 FE 33 C2 EE 01 3E 01 C3 C6 01 FE 30  153D
01F0: DA 5D 02 FE 33 D2 5D 02 D6 2F 47 3A 58 0B 32 59  BB0F
0200: 0B B8 C2 07 02 06 00 78 32 58 0B CD 36 02 2A 43  D313
0210: 0B EB 97 CD 5D 09 4F 06 00 21 BE 0B 3A 58 0B B7  A053
0220: C2 2E 02 21 CE 0B 09 7E 32 56 0B C3 5A 03 09 7E  33AD
0230: 32 56 0B C3 9B 00 3A 58 0B 6F 26 00 29 29 11 2F  89B5
0240: 0B 19 11 7C 61 CD 54 09 C9 3A 5A 0B EE 01 32 5A  C91F
0250: 0B 3E 2A C2 57 02 97 32 7B 61 C3 9B 00 FE 45 C2  D996
0260: 68 02 CD 67 0A C3 00 F8 FE 34 C2 24 05 2A 43 0B  F2F8
0270: EB 97 CD 5D 09 3C E6 0F F5 CD 0F 05 F1 CD C0 04  423E
0280: C3 9B 00 3A BC 0A FE 0A CA F2 07 3C 32 BC 0A 2A  6387
0290: BA 0A 01 20 03 09 22 BA 0A 2A 43 0B 01 42 FD 09  9298
02A0: 22 43 0B 2A 48 0B 01 F4 FC 09 22 48 0B 3A B8 0A  5258
02B0: C6 F7 32 B8 0A C3 D0 03 3A BC 0A B7 CA F2 07 3D  C8FE
02C0: 32 BC 0A 2A BA 0A 01 E0 FC 09 22 BA 0A 2A 43 0B  242A
02D0: 01 BE 02 09 22 43 0B 2A 48 0B 01 0C 03 09 22 48  F33A
02E0: 0B 3A B8 0A C6 09 32 B8 0A C3 D0 03 3A BD 0A B7  6618
02F0: CA F2 07 3D 32 BD 0A 2A BA 0A 01 F0 FF 09 22 BA  0BBC
0300: 0A 2A 43 0B 01 1F 00 09 22 43 0B 3A B9 0A 81 32  9BCB
0310: B9 0A 2A 48 0B 01 20 00 09 22 48 0B C3 D0 03 3A  78AF
0320: BD 0A FE 03 CA F2 07 3C 32 BD 0A 2A BA 0A 01 10  B4BF
0330: 00 09 22 BA 0A 2A 43 0B 01 E1 FF 09 22 43 0B 3A  C4FB
0340: B9 0A 81 32 B9 0A 2A 48 0B 01 E0 FF 09 22 48 0B  0E14
0350: C3 D0 03 3A 58 0B B7 CA 9B 00 3A 57 0B B7 47 87  EE70
0360: 87 80 CA 9B 00 D6 05 47 3A 56 0B 80 4F 06 00 3A  0238
0370: 5A 0B B7 C4 D9 03 21 9A 0B 09 7E 2A 48 0B EB 47  76B8
0380: 3A 58 0B B7 C2 8A 03 3A 59 0B FE 02 D2 94 03 FE  AFA8
0390: 01 CA CC 03 97 CD 5D 09 FE 01 CA 9B 00 FE 02 CA  CE92
03A0: 9B 00 FE 04 CA 9B 00 FE 08 CA 9B 00 4F 3A 58 0B  5459
03B0: B7 C2 B7 03 3A 59 0B FE 03 79 C2 C0 03 3E 02 47  1657
03C0: B0 F5 CD 0F 05 F1 CD C0 04 C3 9B 00 97 C3 C1 03  8984
03D0: CD 39 09 CD 15 00 C3 53 03 21 DE 0B 09 7E B7 C8  571A
03E0: 0F 0F 0F 0F E6 0F EB C5 47 97 2A 48 0B EB CD 5D  F951
03F0: 09 B8 C1 C0 7E E6 0F F5 CD 0F 05 F1 CD C0 04 C9  15D6
0400: 47 3A 56 0B 32 57 0B 78 32 56 0B C9 2A BC 0A EB  3E25
0410: 2A B8 0A 0E 20 14 97 81 15 C2 17 04 84 D6 28 47  BE01
0420: 0E 0A 1C 97 81 1D C2 24 04 85 D6 0F 4F C9 CD 0C  A7AE
0430: 04 2A 5B 0B 78 94 D2 3B 04 2F 3C 47 3E 00 D2 43  77B6
0440: 04 3E 2D 11 67 61 12 13 CD 66 04 79 95 D2 52 04  DADA
0450: 2F 3C 47 3E 00 CA 5D 04 DA 5D 04 3E 2D 11 71 61  47A4
0460: 12 13 CD 66 04 C9 E5 C5 D5 21 00 00 22 5E 0B 7C  55CC
0470: 32 60 0B 78 B7 CA 7F 04 CD 99 04 05 C2 78 04 D1  CB97
0480: 3A 60 0B CD AD 04 3A 5F 0B CD AD 04 3E 2C 12 13  C5D4
0490: 3A 5E 0B CD AD 04 C1 E1 C9 11 61 0B 21 5E 0B AF  9842
04A0: 0E 03 1A 8E 27 77 23 13 0D C2 A2 04 C9 F5 0F 0F  D3DE
04B0: 0F 0F E6 0F C6 30 12 13 F1 E6 0F C6 30 12 13 C9  34F8
04C0: C5 D5 E5 F5 2A 4A 0B 7C D6 08 E6 FE 0F 4F 7D D6  14E2
04D0: 05 6F 26 00 44 29 29 29 29 54 5D 29 29 19 09 11  A9B8
04E0: 00 10 19 EB 2A 4C 0B 19 11 00 28 3A 41 0B B7 CA  27EE
04F0: F3 04 19 F1 57 1E F0 3A 4B 0B E6 01 7A CA 06 05  2D2C
0500: 1E 0F 0F 0F 0F 0F 57 7E A3 B2 77 E1 D1 C1 C9 E5  4C2B
0510: C5 4F 06 00 21 C0 0A 09 7E B7 C2 20 05 3A F5 0A  5E63
0520: 12 C1 E1 C9 FE 4A C2 34 05 3A F5 0A EE 2E 32 F5  4E3C
0530: 0A C3 11 00 FE 4D C2 FA 05 CD 67 0A CD 7A 09 78  7EF0
0540: 32 47 0B B7 CA F2 07 3D CA F2 07 01 00 00 CD 5A  D126
0550: 05 01 00 28 CD 5A 05 C3 11 00 16 80 D5 C5 7A CD  DCA5
0560: B6 05 21 00 7B E5 3A 47 0B 47 5F 16 00 19 D1 2B  7299
0570: 78 3C E6 FE 0F 4F 7E CD 95 05 47 1A CD 95 05 77  A91A
0580: 78 12 13 2B 0D C2 76 05 C1 D1 7A CD D8 05 15 7A  E257
0590: 3C C2 5C 05 C9 E5 C5 D5 4F 06 00 21 AE 0B 09 7E  E45D
05A0: D1 C1 E1 C9 6F 26 00 29 29 29 29 5D 54 29 29 19  7D91
05B0: 11 00 10 19 09 C9 C5 D5 E5 CD A4 05 06 50 11 00  6D68
05C0: 7B 7E E6 0F 12 13 7E 0F 0F 0F 0F E6 0F 12 13 23  EA0A
05D0: 05 C2 C1 05 E1 D1 C1 C9 C5 D5 E5 CD A4 05 06 50  CC14
05E0: EB 21 00 7B 7E 0F 0F 0F 0F 23 B6 0F 0F 0F 0F 12  5968
05F0: 23 13 05 C2 E4 05 E1 D1 C1 C9 FE 4F C2 2C 06 CD  6A30
0600: 67 0A 21 00 10 11 FF 37 CD 2A F8 21 00 10 11 FF  1E19
0610: 37 CD 27 F8 21 00 38 11 FF 5F CD 2A F8 21 00 38  0033
0620: 11 FF 5F CD 27 F8 CD 18 09 C3 11 00 FE 43 C2 3F  275F
0630: 06 3A BF 0A EE 01 32 BF 0A CD 39 09 C3 9B 00 FE  655E
0640: 4C C2 52 06 3A 5D 0B EE 01 32 5D 0B CD 18 09 C3  8342
0650: 11 00 FE 42 C2 62 06 CD 0C 04 60 69 22 5B 0B C3  AD6C
0660: 9B 00 FE 44 C2 72 06 3A 3F 0B EE 01 32 3F 0B C3  0BC9
0670: 11 00 FE 56 C2 A7 06 CD 0C 04 50 59 2A 5B 0B 7A  EE64
0680: 94 DA F2 07 57 7B 95 DA F2 07 5F 14 1C 22 4E 0B  A6AB
0690: EB 22 50 0B 21 00 00 3A 41 0B B7 CA A1 06 21 00  5C58
06A0: 28 22 52 0B C3 9B 00 FE 46 C2 11 07 CD D7 09 D6  D5A6
06B0: 30 DA AC 06 FE 0A DA C5 06 FE 17 D2 AC 06 FE 11  0811
06C0: DA AC 06 D6 07 32 47 0B 2A 50 0B 44 4D 2A 4E 0B  7F86
06D0: EB C5 C5 01 00 00 3A 41 0B B7 CA E0 06 01 00 28  698C
06E0: 7B CD B6 05 C1 21 00 7B D5 5A 16 00 19 D1 3A 47  CE10
06F0: 0B 77 23 05 C2 F1 06 01 00 00 3A 41 0B B7 CA 04  6F6F
0700: 07 01 00 28 7B CD D8 05 C1 1C 0D C2 D1 06 C3 11  A0AC
0710: 00 FE 54 C2 B1 07 CD 0C 04 60 69 22 54 0B 2A 50  226D
0720: 0B 44 4D 2A 4E 0B EB 2A 54 0B 78 84 C5 47 3E A0  DD79
0730: 90 C1 D2 37 07 80 47 79 85 C5 47 3E 80 90 C1 D2  4813
0740: 44 07 81 4F C5 2A 52 0B 44 4D 7B CD B6 05 C1 C5  C181
0750: C5 D5 21 00 7B 5A 16 00 19 11 A0 7B 7E 12 13 23  92B1
0760: 05 C2 5C 07 D1 01 00 00 3A 41 0B B7 CA 72 07 01  807D
0770: 00 28 3A 54 0B CD B6 05 C1 D5 21 00 7B 3A 55 0B  0F15
0780: 5F 16 00 19 11 A0 7B 1A 77 13 23 05 C2 87 07 D1  D9A7
0790: 01 00 00 3A 41 0B B7 CA 9D 07 01 00 28 3A 54 0B  666E
07A0: 3C 32 54 0B 3D CD D8 05 C1 1C 0D C2 44 07 C3 11  737F
07B0: 00 FE 55 C2 F2 07 CD B4 09 78 B7 CA F2 07 01 00  928B
07C0: F0 CD A4 05 44 4D 11 00 10 19 11 FF 37 2B E5 C5  8D4D
07D0: 7E 12 36 00 2B 1B 0B 78 B1 C2 D0 07 C1 E1 11 00  918C
07E0: 28 19 11 FF 5F 7E 12 2B 1B 0B 78 B1 C2 E5 07 C3  6D2B
07F0: 11 00 3E 00 47 05 C2 F5 07 FB 06 0A 05 C2 FC 07  2C2E
0800: F3 3C 3C 3C 3C C2 F4 07 C3 9B 00 06 0C CD CB 08  AEB0
0810: 05 C2 0D 08 21 20 60 06 11 C5 0E 12 36 00 23 0D  D4DF
0820: C2 1C 08 01 3C 00 09 E5 11 64 0B 06 03 0E 12 1A  BCD4
0830: 77 23 13 0D C2 2F 08 C5 01 3C 00 09 C1 05 C2 2D  4A73
0840: 08 21 00 10 2B 7C B5 C2 44 08 E1 C1 05 C2 19 08  2A2D
0850: 21 C3 6A 16 00 1E 0C CD 7A 08 3C CA D7 08 E5 01  ACA8
0860: 4E 00 09 06 1F 36 00 23 05 C2 65 08 E1 7B B7 CA  20E6
0870: 57 08 1D 01 B2 FF 09 C3 57 08 7A 14 FE 1E DA AB  E288
0880: 08 E5 D5 D6 1E 4F 06 00 EB 21 F6 0A 09 CD CB 08  BEC0
0890: 06 1F 7E B7 CA 9F 08 3D 12 23 13 05 C2 92 08 78  B529
08A0: FE 1E 3E 00 C2 A8 08 3D D1 E1 C9 4F D6 1E 2F 3C  FC32
08B0: E5 D5 C5 4F 06 00 09 C1 0C CD CB 08 11 F6 0A 1A  6175
08C0: 3D 77 23 13 0D C2 BF 08 D1 E1 C9 C5 01 00 0E 0B  D4DA
```



```
08D0: 78 B1 C2 CF 08 C1 C9 06 0C CD CB 08 05 C2 D9 08  A5A6
08E0: 3E FF 32 42 0B C9 F5 E5 21 01 C0 36 00 2B 36 4D  DD25
08F0: 36 24 36 77 36 43 23 36 27 7E 7E E6 20 CA FA 08  CBCE
0900: 21 08 E0 36 80 2E 04 01 00 60 71 70 2C 36 45 36  DD10
0910: 4B 2E 08 36 A4 E1 F1 C9 E5 D5 F5 11 46 0B 21 00  2F28
0920: 60 36 00 23 1B 7A B3 C2 21 09 CD E6 08 CD 39 09  B3B7
0930: 3E F3 32 43 6B F1 D1 E1 C9 2A B8 0A EB E5 67 3A  A8DA
0940: BF 0A B7 7C E1 CA 4B 09 11 60 60 21 01 C0 36 80  E964
0950: 2B 72 73 C9 7E B7 C8 12 23 13 C3 54 09 E5 C5 F5  EEDD
0960: 1A FE 2E C2 67 09 97 21 CF 0A 06 0F BE CA 75 09  2124
0970: 2B 05 C2 6C 09 F1 B0 C1 E1 C9 21 4F 10 06 A0 16  9FAF
0980: F0 0E 80 E5 7E A2 C2 B2 09 E5 D5 11 00 28 19 D1  13DD
0990: 7E A2 C2 B1 09 E1 D5 11 50 00 19 D1 0D C2 84 09  F6F9
09A0: E1 7A EE FF 57 05 C8 78 E6 01 C2 81 09 2B C3 81  0D86
09B0: 09 E1 E1 C9 21 FF 37 06 80 0E 50 7E E5 B7 C2 D5  B280
09C0: 09 11 00 28 19 7E B7 C2 D5 09 E1 2B 0D C2 BB 09  CBCF
09D0: 05 C2 B9 09 C9 E1 C9 3A 3F 0B B7 CA 03 F8 3A 40  3D76
09E0: 0B B7 CA EF 09 F5 97 32 40 0B F1 32 BE 0A C9 CD  480E
09F0: F9 09 B7 CA EF 09 C3 DE 09 3A 3F 0B B7 CA 12 F8  4334
0A00: C5 D5 E5 26 FF 3A 40 0B B7 C2 62 0A 21 1E 00 3A  5387
0A10: 02 80 E6 20 C2 19 0A 2E 02 CD 1B F8 FE FF C2 29  4365
0A20: 0A 3E FF 32 BE 0A C3 62 0A 2D C2 19 0A 32 40 0B  F8FF
0A30: 26 FF 2E 3C FB 06 0E 05 C2 37 0A F3 06 0E 05 C2  B674
0A40: 3E 0A 2D C2 34 0A 3A 40 0B 47 3A BE 0A B8 CA 62  C927
0A50: 0A 01 90 00 CD 1B F8 FE FF CA 62 0A 0B 78 B1 C2  E8A4
0A60: 54 0A 7C E1 D1 C1 C9 21 00 10 11 00 38 01 00 28  95B9
0A70: 3A 41 0B B7 CA 78 0A EB 7E E6 0F 3D C2 87 0A 1A  7D91
0A80: E6 F0 3C 12 C3 AF 0A 1A E6 0F 3D C2 92 0A 1A E6  6A4A
0A90: F0 12 7E E6 F0 FE 10 C2 A3 0A 1A E6 0F F6 10 12  EFFA
0AA0: C3 AF 0A 1A E6 F0 FE 10 C2 AF 0A 1A E6 0F 12 23  1D39
0AB0: 13 0B 78 B1 C2 78 0A C9 05 08 00 00 00 00 FF 01  6461
0AC0: 00 6F 7F 07 10 0A 01 04 15 09 0B 08 03 06 02 05  5155
0AD0: 41 52 54 57 4F 52 4B 20 44 45 53 49 47 4E 45 52  4D9B
0AE0: 20 28 73 29 2E 88 00 70 72 69 70 6F 6A 00 64 65  96F7
0AF0: 74 61 6C 69 00 2E 29 44 2A 50 51 5A 53 4A 48 49  5398
0B00: 55 21 43 5A 21 44 49 46 53 4F 5A 54 49 50 57 21  4B68
0B10: 57 2F 21 29 32 3A 3A 35 2A 21 4A 57 42 4F 50 2E  7BA6
0B20: 47 53 42 4F 4C 4A 57 54 4C 2D 21 56 42 21 00 20  C2DF
0B30: 20 20 00 73 74 72 00 6C 69 6E 00 75 73 74 00 00  3C38
0B40: 00 00 00 8D 61 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00  EEEE
0B50: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00  0000
0B60: 00 27 01 00 13 03 10 11 00 11 12 03 10 13 03 06  ABB1
0B70: 10 06 06 02 10 12 15 14 01 13 03 11 11 00 11 13  B3C6
0B80: 01 06 02 16 06 00 12 10 01 00 00 01 00 01 02 03  4C4F
0B90: 00 03 03 02 00 02 02 02 00 02 00 05 06 00 0C 00  2727
0BA0: 09 0A 0C 00 00 00 03 05 09 00 03 00 06 0A 00 01  4344
0BB0: 02 09 08 05 0C 0D 04 03 0A 0B 06 07 0E 0F 00 00  7777
0BC0: 00 03 00 01 04 04 00 03 02 02 01 03 02 00 00 00  1919
0BD0: 00 01 00 01 02 02 00 01 02 02 03 03 03 00 00 00  1414
0BE0: 98 00 34 00 68 00 34 00 00 00 C4 00 68 00 C4 00  5B58
0BF0: 98                                               9898
```

Таблица 3

```
0000-00FF:945C
0100-01FF:3431
0200-02FF:FB60
0300-03FF:EC57
0400-04FF:5C0B
0500-05FF:309B
0600-06FF:882F
0700-07FF:0CBA
0800-08FF:6E1C
0900-09FF:B940
0A00-0AFF:E2D1
0B00-0BF1:EFD8

0000-0BF1:F3D8
```

Таблица 4



Рис. 1

Таблица 5

| | Вид работы | | |
|---|---|---|---|
| | Редактирование | Печать | |
| 8000H | Рабочие ячейки | Видеобуфер | 8000H |
| 7600H | Служебные данные | Служебные данные | 7600H |
| | Видеобуфер | Знакогенератор | |
| 6000H | Сторона "ДЕТАЛИ" | Сторона "ДЕТАЛИ" | 6000H |
| 3800H | Сторона "ПРИПОЯ" | Сторона "ПРИПОЯ" | 3800H |
| 1000H | Свободно | Свободно | 1000H |
| BF1H | Тело программы | Тело программы | EBDH |
| 0 | | | 0 |

Команда <СТР> очищает содержимое текущей ячейки. По команде <АР2> в ячейку записывается символ "контактная площадка". Надо отметить, что если курсор находится на такой ячейке, он из светлого прямоугольника превращается в значок "#" (диез).

Теперь о "блочных" командах. Командой <B> помечают левый верхний угол прямоугольного блока ячеек. Кроме того, эта команда определяет ячейку, от которой ведется отсчет координат курсора (по умолчанию — от левого верхнего угла рабочего поля). Координаты (в миллиметрах) выводятся в строке состояния двумя числами со знаком: горизонтальная координата (по оси абсцисс) и вертикальная (по оси ординат). Программа предполагает, что фактические размеры ячейки — 1,27x1,27 мм (дюймовая система). Еще раз к вопросу размеров мы вернемся позже.

Командой <V> помечают правый нижний угол прямоугольного фрагмента. По этой команде компьютер запоминает все необходимые координаты блока. При попытке "вывернуть" фрагмент "наизнанку" (поменять местами углы прямоугольника) компьютер выдает предупредительный сигнал.

Для копирования блока необходимо указать курсором на ячейку, где будет находиться левый верхний угол копии и нажать на клавишу <T> (конечно, предварительно пометив фрагмент, подлежащий копированию). Эта директива имеет некоторые особенности. Во-первых, копируется только одна сторона помеченного блока ("ПРИПОЙ" или "ДЕТАЛИ"), та, на которой была выполнена команда <V>. Во-вторых, копирование может происходить между сторонами платы: можно, например, пометить блок на стороне "ПРИПОЙ", а клавишу <T> нажать на стороне "ДЕТАЛИ". И, наконец, если копируемый фрагмент не помещается на рабочем поле, он будет усечен.

Копирование происходит построчно, начиная с верхней строки, поэтому копия может "затирать" оригинал без каких-либо отрицательных эффектов, если находится выше или на одном уровне с ним. Если же копию необходимо разместить ниже оригинала, можно попытаться "прижать" плату к нижнему краю рабочего поля директивой <U>, а затем скопировать обычным способом. Пользоваться этой директивой следует с осторожностью: если в самой нижней строке стороны "ПРИПОЙ" находится хоть один символ, РЕДАКТОР может испортить изображение.

Команда <F> позволяет заполнить все ячейки блока на текущей стороне определенным символом. Его условный код (табл. 4) нужно ввести непосредственно после нажатия на клавишу <F>. Например, команда <F>+<0> очищает фрагмент, а команда <F>+<2> заполняет его символами "контактная площадка".

Особо отметим специфику распределения адресного пространства процессора при работе программы (табл. 5). Информация о каждой стороне платы занимает в памяти (и на магнитофонной кассете) 10 Кбайт. Для экономии памяти в ОЗУ записывается не восьмибитный ASCII-код символа, а его четырехбитный условный код (см. табл. 4). Иными словами, каждый байт ОЗУ хранит информацию о двух соседних ячейках платы.

***(Окончание следует)***

ЛИТЕРАТУРА


1. Игнатьев Ю. Новый знакогенератор для "Радио-86РК". — Радио, 1991, № 8, с.44—49.

# FLASH-ПАМЯТЬ INTEL ИДЕТ НА СМЕНУ EPROM

С. ГРУШИН, В. МЕЛЕХИН, г. Санкт-Петербург

*Память — неотъемлемая часть любого микропроцессорного устройства. Недавно на российском рынке появились микросхемы памяти нового типа — так называемой FLASH-памяти. По сравнению со статическим или динамическим ОЗУ они не требуют источника питания для сохранения данных. Важное преимущество FLASH-памяти по сравнению с накопителем на жестком диске — возможность прямого выполнения программного кода, т. е. исключения стадии "перекачивания" кода программы в динамическое ОЗУ для выполнения. Один бит информации FLASH-памяти Intel стоит чуть дороже одного бита динамического ОЗУ и в четыре раза дешевле одного бита статического ОЗУ. Благодаря полупроводниковой технологии FLASH-память потребляет значительно меньше энергии, имеет гораздо меньшие размеры, легче, надежнее и устойчивее к механическим воздействиям, чем накопители на жестких магнитных дисках.*

Микросхемы FLASH-памяти впервые были представлены фирмой Intel в 1988 г. Память нового типа является энергонезависимой, электрически стираемой и перепрограммируемой.

Запоминающий элемент (ЗЭ) микросхемы FLASH-памяти построен на одном МОП-транзисторе с плавающим затвором, выполненным по особой, запатентованной Intel технологии, названной ETOX (от англ. EPROM Thin Oxide). Полупроводниковая структура этого транзистора сходна со структурой ЗЭ репрограммируемого ПЗУ (EPROM) со стиранием информации ультрафиолетовым облучением. Он содержит подложку p-типа, на которой сформированы области n-стока и истока. Над промежутком между ними расположен управляющий затвор (УЗ), отделенный от подложки слоем окисла $SiO_2$. В последнем сформирована область поликремния, выполняющая функции второго — плавающего — затвора (ПЗ). В этой области может накапливаться заряд электронов, электрическое поле которого смещает порог открывания транзистора. В результате при номинальном напряжении на УЗ и отсутствии заряда в ПЗ транзистор открыт, а при наличии заряда — закрыт. Эти два состояния и используются для запоминания "единиц" и "нулей".

Благодаря использованию технологии ETOX, толщину слоя $SiO_2$ между ПЗ и подложкой транзистора удалось уменьшить (по сравнению с EPROM) более чем в три раза (до 100 Å). Следствием этого стали две особенности транзистора, которые и позволили создать FLASH-память: напряжение, используемое при записи информации (для инжекции электронов в ПЗ), снизилось до 12 В, появилась возможность электрического стирания (удаления заряда из ПЗ) за счет туннельного эффекта при напряжении между стоком и УЗ, равном 12 В. Эти особенности позволили обеспечить перезапись информации в составе микропроцессорной системы и во много раз увеличить число перезаписей.

Для организации накопителя информации в микросхемах FLASH-памяти ЗЭ размещены в виде прямоугольной матрицы. В каждой строке УЗ транзисторов объединены и образуют шины выбора слова, стоки в каждом столбце также объединены и образуют шины выбора разряда (бита), а объединенные истоки — шины, подключаемые к усилителям воспроизведения. Такая схема соединений (NOR) накопителя весьма критична к выполнению стирания. Дело в том, что при стирании из ПЗ может быть изъято больше электронов, чем было инжектировано при программировании. В результате в ПЗ появится положительный заряд, транзистор станет проводящим независимо от напряжения на УЗ и зашунтирует весь столбец ЗЭ в матрице. Вернуть такую микросхему в работоспособное состояние уже не удастся.

Чтобы исключить это нежелательное явление, специалисты Intel разработали ряд мер, повлиявших на структуру и организацию работы микросхем FLASH-памяти. К их числу относятся:

— применение специальных алгоритмов записи и стирания с контролем состояния и завершением процесса по результатам контроля;

— предварительное программирование в алгоритме стирания, при котором перед стиранием все ЗЭ матрицы устанавливаются в состояние 0;

— включение в состав микросхемы регистра, хранящего идентификаторы фирмы-изготовителя и типа микросхемы, что позволяет защитить элемент от ошибок выбора алгоритма (код изготовителя — всегда 89Н, а код микросхемы зависит от ее типа);

— встраивание в микросхемы цепей, реализующих алгоритмы стирания и записи, что упрощает внешнее управление и защищает от ошибок при перезаписи.

Можно выделить три группы микросхем FLASH-памяти:

— микросхемы первого поколения, выполненные в виде единого массива (блока), или иначе — стираемые целиком (BULK-ERASE). К этой группе относятся микросхемы 28F256, 28F512, 28F010, 28F020;

— микросхемы с разделением массива памяти на блоки разного размера и с различными уровнями защиты от случайных стирания и записи или стираемые по блокам разного размера (BOOT-BLOCK). К их числу относятся 28F001BX-T/B, 28F002BX-T/B(L), 28F200BX-T/B(L), 28F004BX-T/B(L), 28F400BX-T/B(L);

— микросхемы третьего поколения с наибольшим размером массива, разделенного на блоки одинакового объема с независимым стиранием (FLASH-FILE): 28F008SA(L), 28F016SA, 28F032SA.

Микросхемы BULK-ERASE могут быть напрямую использованы вместо EPROM во встроенных системах и микроконтроллерах. Их основное преимущество — возможность электрического стирания при сохранении энергонезависимости — дает разработчику большие преимущества. Если при использовании обычного ПЗУ процесс модификации "зашитых" в нем кода или данных требует длительной процедуры стирания, для чего микросхему необходимо извлечь из платы и подвергнуть ультрафиолетовому облучению, то FLASH-память можно перепрограммировать под управлением процессора самой системы. Если же разрабатываемое устройство критично к объему памяти или не имеет источника напряжения перепрограммирования, то можно использовать внешний программатор, подключив его через технологический разъем. Для получения требуемого напряжения рекомендуется использовать аналоговый преобразователь напряжения 5/12 В. По сравнению с EEPROM (электрически стираемым ПЗУ), отличающимся усложненной структурой ЗЭ, а следовательно, имеющим ограничение на плотность их размещения на кристалле, FLASH-память, использующая один транзистор на один запоминающий элемент, несомненно, выигрывает по плотности и себестоимости.

Микросхемы группы BOOT-BLOCK применяют для хранения BIOS в персональных компьютерах. Они позволяют объединить BIOS, который теперь может быть обновлен прямо с дискеты, ОЗУ с неотключаемым питанием, где хранятся параметры компьютера, и часть операционной системы, загрузочный код которой может быть защищен от несанкционированного изменения или случайного стирания. Особенность FLASH-памяти в том, что ее содержание нельзя стереть, не подав на специальный вход микросхемы напряжение программирования +12 В. Это и позволяет предохранить ценную информацию от случайного или несанкционированного стирания. Возможность электрического перепрограммирования FLASH-памяти существенно облегчает процесс модернизации (Up-

grade) микросхем BIOS на более новые версии.

Наконец, микросхемы группы FLASH-FILE используют для хранения данных большого объема в так называемых FLASH-картах — альтернативе жестким магнитным дискам. Так как объемы производства микросхем FLASH-памяти неизменно растут, можно ожидать, что в недалеком будущем FLASH-память заменит жесткие магнитные диски во многих областях применения. Например, в системах, работающих в условиях сильных механических воздействий, при которых жесткие диски неприменимы или быстро выходят из строя; в портативных персональных компьютерах типов Notebook, Palmtop и т. д. По времени доступа FLASH-память в 125...250 раз "быстрее" жесткого диска, однако уступает пока ему по информационному объему: у выпускаемых в настоящее время FLASH-карт (или так называемых "твердотельных дисков") он не превышает 40 Мбайт.

Число циклов стирания/записи микросхем FLASH-памяти — не менее 100000. Для новейших микросхем 28F016SA и 28F032SA используются технология и алгоритмы стирания/записи, позволяющие улучшить эту характеристику на порядок.

Минимальное время чтения байта/слова обычно не превышает 100 нс и всегда существенно больше у микросхем, работающих при напряжении 3,3 В.

Время записи (байт/слово) составляет примерно 9 мкс, время стирания блока (64 Кбайт) — около 1 с. Здесь следует оговориться: по мере выработки ресурса по циклам стирания/записи изменяется структура окисла между ПЗ и полупроводником. В результате увеличивается число циклов, необходимое для стирания/записи информации, поэтому затраты времени на эти операции могут возрасти в несколько раз. Информационная емкость микросхем — от 256 Кбит до 32 Мбит.

Напряжение питания микросхем FLASH-памяти — 5 В ± 10%, стирания и программирования — 12 В ± 5%. Выпускаются также микросхемы, работающие при напряжении 3,3 ± 0,3 В (в условном обозначении присутствует буква L). Для них характерна большая длительность цикла чтения байта. Микросхемы 28F016SA и 28F032SA могут работать как при 5, так и при 3,3 В (рабочее напряжение устанавливается по уровню напряжения на соответствующем выводе микросхемы).

Потребляемый ток существенно зависит от режима работы микросхемы. При отсутствии обращений она находится в ждущем режиме (Standby). Основная часть внутренних цепей в этом случае отключена, и потребляемый ток значительно меньше, чем в активном режиме, например при чтении информации из устройства. При стирании и записи потребляемый ток возрастает (по сравнению с активным режимом), главным образом по цепи +12 В. Элементы микросхем, стираемых по частям, могут устанавливаться в режим микропотребления (Powerdown), в котором ток, потребляемый от источников напряжений 5 и 12 В, не превышает долей микроампера.

■

## НА КНИЖНОЙ ПОЛКЕ

# 100 ЛЕТ РАДИО

### *Сборник научно-технических статей. Под ред. В. В. Мигулина и А. В. Гороховского*

В посвященном 100-летию радио традиционном издании, которое начало выпускаться с 1945 г. — с 50-летия зарождения практической радиотехники и радиосвязи — и в дальнейшем выходило через 10 лет к каждой последующей "круглой" дате, содержатся статьи о современном состоянии и перспективах развития ряда направлений использования радио в научных и практических целях. Составители и авторы сборника отмечают, что сегодня спектр использования радио настолько широк, что в одной книге приемлемого объема невозможно осветить все многообразие его использования.




Сборник открывается обстоятельной статьей академика РАН В. В. Мигулина, посвященной истории развития радио со времени его зарождения и до середины 20-х годов нынешнего столетия. Статья способствует объективной оценке вклада ученых различных стран в исследование, создание и практическое использование технических радиосредств для передачи сообщений с помощью радиоволн на большие расстояния. Это тем более важно, что во многих публикациях прошлых лет допускалось немало неточностей, а порой и сознательно необъективное освещение истории радио по чисто идеологическим соображениям.

В книге помещен ряд статей по приоритетным подотраслям электрической связи, представляющей собой единый комплекс передачи, приема и обработки различных видов информации независимо от способа обмена ею — с помощью электромагнитных волн или по проводам, что делается в этих сборниках впервые. Ведь сегодня рассматривать подотрасли радио в отрыве от других видов электрической связи — значит вступать в противоречие с мировой научно-технической концепцией в области телекоммуникаций.

Первая статья этой части книги написана министром связи России В. Б. Булгаком. Она посвящена главным образом таким важнейшим направлениям телекоммуникаций, как цифровизация сетей связи, использование волоконно-оптических линий связи, спутниковые и подвижные системы связи. Показаны пути интенсификации работ в области формирования современных систем и средств электрической связи, которая набирает обороты и позволяет надеяться, что в недалекой перспективе Россия войдет в мировое телекоммуникационное пространство.

К этой статье примыкает ряд последующих публикаций, авторы которых рассматривают наиболее актуальные вопросы развития цифровых сетей связи, использования волоконно-оптических и спутниковых линий, мобильной связи (в том числе сотовой), организации радио и телевизионного вещания. Впервые в сборнике рассказано о новых направлениях в электрической связи: интеллектуальных сетях как основы интеграции сетей телекоммуникаций различного назначения, службах передачи информации, получивших название телематические службы и являющихся результатом взаимопроникновения вычислительной техники и новых средств проводной и радиосвязи.

Рассказано о радиосистемах (в том числе спутниковых) обеспечения связью воздушного и водного транспорта. Специальная статья посвящена вопросам радиообеспечения космических программ, предусматривающих изучение окружающей среды и природопользование , исследование дальнего космоса, использование радиосредств при полетах и продолжительном пребывании человека в космосе.

В сборнике помещены статьи по таким базовым для радиотехники вопросам, как радиоприемные и радиопередающие устройства, антенно-фидерные устройства и системы. Приведенные в этих статьях примеры иллюстрируют некоторые характерные стороны интенсивно развивающегося процесса рождения радиотехники XXI столетия. К этим статьям примыкает материал о распространении радиоволн (в том числе субмиллиметровых и миллиметровых) и использовании их спектра с условием обеспечения электромагнитной совместимости. Описаны достижения в области радиоастрономии как мощного средства познания окружающего нас мира. В решении разнообразных задач радиотехники важнейшая роль принадлежит радиоизмерениям, которым посвящена одна из статей сборника. Весьма актуальна статья по методам применения радиоволнового диапазона, а также радиотехнических и радиофизических методик в медицине и биологии.

Нельзя не отметить статью об интегральной электронике — решающем направлении в электронике, которое в значительной мере определяет пути дальнейшего развития радиотехники в широком значении этого термина.

В этом сборнике, наряду с некоторыми другими современными областями использования радио, впервые рассказывается о применении радиоэлектроники в военном деле. Обращаем внимание в первую очередь читателей нашего журнала на публикуемую здесь статью о роли радиолюбительства в развитии радиотехники. За последние годы это наиболее полное освещение истории отечественного радиолюбительства и вклада энтузиастов радиотехники в прогресс радиоэлектроники.

Не может не заинтересовать читателей статья о международном регулировании радиосвязи, которое осуществляется соответствующими службами Международного союза электросвязи. Эта статья подготовлена специалистами МСЭ.

Завершается сборник подробной хронологией основных открытий и изобретений в области радио.

Книга, безусловно, полезна для широких кругов инженерно-технических и научных работников, студентов и радиолюбителей.

***М., Радио и связь, 1995***

# ЦИФРОВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ: ВОЗМОЖНОСТИ И ПРИМЕНЕНИЕ

*С. КОЗЕЛ, г. Минск, Беларусь*

*По мере развития электронной техники расширяются функциональные возможности осциллографов, улучшаются их характеристики и параметры. Все большую популярность завоевывают благодаря ряду качественных преимуществ цифровые осциллографы (ЦО). Предлагаемая здесь статья дает представление о возможностях ЦО, поясняет, как оценивать и сравнивать технические достоинства приборов, содержит информацию о изделиях, выпускаемых объединением БЕЛВАР (г. Минск, Беларусь).*

Возможность наблюдения формы исследуемого электрического сигнала с одновременным измерением его параметров выдвинула электронно-лучевой осциллограф в разряд универсальных приборов, и среди многообразия традиционной измерительной техники он занял особое место.

Не так давно осциллографы представляли собой аналоговые устройства реального масштаба времени без преобразования сигналов в цифровую форму для последующего анализа. Современному специалисту во многих случаях простого отображения интересующего колебания на экране уже недостаточно. В некоторых ситуациях необходимо исследовать форму сигнала до момента запуска, провести анализ осциллограммы или выполнить вычислительные операции.

Быстрый прогресс в сфере цифровой электроники и внедрение средств вычислительной техники в измерительную аппаратуру создали условия для цифровой обработки исследуемых сигналов, которая позволила увеличить точность измерений и повысить уровень автоматизации приборов и осциллографов, в частности.

До появления цифровых моделей основной технической характеристикой осциллографа считалась ширина полосы частот. Она определяла предельную частоту сигнала, отображаемую с ослаблением не более 3 дБ, и зависела от частотной характеристики канала вертикального отклонения. Цифровой осциллограф, в отличие от аналогового, регистрирует сигналы путем измерения мгновенных значений аналогового сигнала на входе в установленные моменты времени. Эти выборочные значения преобразуются в цифровую форму и хранятся в памяти.

Исходная форма сигнала может быть восстановлена по содержимой в памяти информации о выборках. Поэтому частотные возможности цифрового осциллографа зависят от нескольких факторов:

— методики преобразования сигнала;

— частоты выборки, используемой в данной методике;

— полосы пропускания входного усилителя.

Обобщенная структурная схема ЦО приведена на рис. 1. Принцип действия осциллографа основан на дискретизации исследуемого сигнала, квантовании каждой выборки сигнала по амплитуде, их запоминании и последующем отображении на экране осциллографа в координатах "амплитуда—время". Выборки соответствуют мгновенным значениям непрерывного исследуемого сигнала в моменты времени, которые задаются тактовыми импульсами стробирования, поступающими с выхода формирователя временного масштаба (ФВМ). Квантование выборок сигнала по амплитуде производится с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП), с выхода которого цифровые коды поступают на вход запоминающего устройства выборок (ЗУВ). При этом каждый цифровой код с выхода АЦП, соответствующий выборке входного сигнала, запоминается в отдельной ячейке ЗУВ.

Переключение ячеек осуществляется с помощью адресного счетчика (АСч), входящего в состав ЗУВ, и происходит в режиме записи сигнала синхронно с появлением каждой новой выборки под воздействием тех же импульсов, которыми стробируют АЦП. Нарастающий по значению выходной код адресного счетчика (адрес) выполняет здесь ту же роль, что и пилообразное напряжение развертки в аналоговом осциллографе. При этом скорость изменения адреса во времени устанавливает временной масштаб развертки ЦО и определяется частотой следования стробирующих импульсов с выхода формирователя временного масштаба.

После заполнения ЗУВ оно переключается в режим считывания и информация о сигнале переписывается в память устройства отображения (УО). При этом следует отметить, что передача данных из ЗУВ в устройство отображения производится с неизменной частотой считывания, которая не зависит от скорости дискретизации входного сигнала, т. е. от частоты следования стробирующих импульсов. Таким образом, ЗУВ служит для сопряжения, в соответствии с длительностью исследуемого сигнала, временного масштаба развертки ЦО с неизменным временным масштабом устройства отображения, который необходим для сохранения постоянной яркости изображения на экране ЦО. Согласование амплитудного диапазона исследуемого сигнала с входным диапазоном ЦО достигается с помощью масштабирующего усилителя (МУ), установленного на входе АЦП. Синхронизатор (С) осуществляет выбор внешнего или внутреннего источника синхронизации и формирование синхроимпульсов.

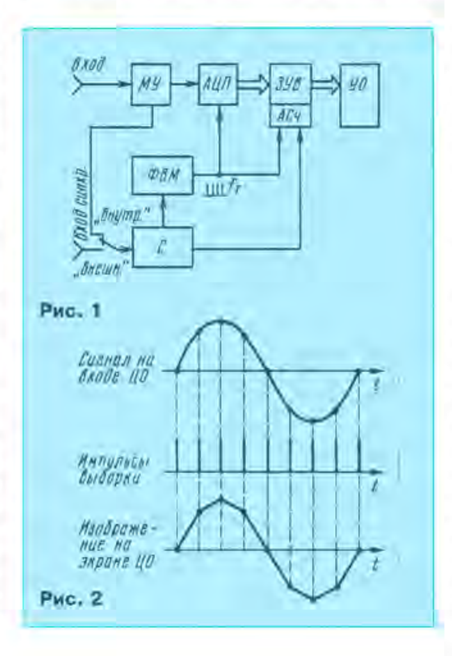



**Рис. 1**

**Рис. 2**

Изображение исследуемого сигнала на экране ЦО является результатом последовательного опроса ячеек памяти устройства отображения и формирования на экране яркостной точки, соответствующей каждой ячейке. При этом положение точки по вертикали определяется значением цифрового кода, записанного в соответствующей ячейке памяти, а по горизонтали — значением цифрового кода адреса этой ячейки. Опрос памяти в устройстве отображения ЦО производится с постоянной частотой. Она выбирается таким образом, чтобы обеспечить отсутствие мерцания изображения на экране. Благодаря этому качество изображения на экране ЦО не зависит от частоты повторения исследуемого сигнала. Это выгодно отличает его от аналоговых осциллографов, в том числе использующих запоминающую ЭЛТ. Яркость изображения однократного сигнала на экране ЦО не зависит от времени и не отличается от яркости изображения повторяющегося сигнала.

Существуют два основных метода дискретизации сигнала по времени.

1.Выборка в реальном масштабе времени.

В случае однократных или редко повторяющихся событий вся выборочная информация должна быть получена очень быстро, за время действия этого события. Это достигается при осуществлении скоростной выборки в реальном масштабе времени путем получения ряда выборочных значений в пределах одного периода сигнала и построения исходного сигнала по этим выборочным значениям (рис. 2).

Наибольшая частота выборочных оценок (скорость выборки) определяет максимальную частоту спектра однократного сигнала, который может быть зарегистрирован и точно воспроизведен. Для правильного восстановления формы синусоидального колебания при точечном представлении его изображения необходимо отобразить на экране не менее 25 точек на период; максимальная частота сигнала оказывается во столько же раз меньше численного значения максимальной частоты дискретизации. Благодаря простоте технической реализации точечное формирование изображения исследуемого сигнала находит применение в простейших ЦО, в сложных приборах для восстановления формы сигнала используют линейную интерполяцию (рис. 2), функцию sin x/x и др. Обычно принято

считать, что для точного воспроизведения формы колебания требуется не менее десяти выборочных значений одного периода. Следовательно, при частоте выборки 100 МГц в реальном масштабе времени можно зарегистрировать однократные события, имеющие спектр частот до 10 МГц.

Если рассматривать возможности регистрации единичных сигналов во временном смысле ("горизонтальное разрешение"), то частоту выборки 100 МГц можно считать эквивалентной разрешению в 10 нс, понимая под этим наиболее скоротечный однократный сигнал, который поддается надежной регистрации.

2. Повторная выборка (в эквивалентном масштабе времени).

Если частота периодического сигнала слишком велика для регистрации в режиме однократного анализа, используется метод повторной выборки, при котором вместо регистрации всех отсчетов за один цикл (период) сигнала осциллограф выполняет один или несколько отсчетов в каждом из большого числа периодов, а затем объединяет все данные и синтезирует истинную форму колебания.

Принятый в зарубежной осциллографии термин "эквивалентный масштаб времени" в отечественных источниках зачастую именуется как "трансформированный масштаб времени" из-за переноса спектра исследуемого сигнала в низкочастотную область. ЦО с эквивалентным масштабом времени позволяют исследовать лишь периодические или повторяющиеся сигналы. В названиях отечественных ЦО такого типа обычно добавляют слово "стробоскопический".

Известны два способа реализации метода повторных выборок: рандомизированный и последовательный. Наибольшее распространение получила рандомизированная выборка, поскольку она обеспечивает возможность наблюдения сигнала до момента запуска. Суть ее состоит в том, что отсчеты входного сигнала формируются и записываются в память через фиксированные интервалы времени независимо от формы входного колебания и работы схемы запуска. В каждом цикле развертки измеряется временной интервал между моментом запуска и следующим отсчетом. Поскольку тактовый сигнал дискретизации (отсчеты) и входное колебание несинхронны, временные соотношения между ними будут чисто случайными и точки дискретизации будут располагаться произвольно относительно наблюдаемого процесса (рис. 3). Затем, зная тактовую частоту дискретизатора, можно вычислить моменты, соответствующие всем остальным отсчетам до и после запуска, что позволяет, правильно расположив выборочные значения, реконструировать сигнал.

Реализация рандомизированной дискретизации сигналов с частотой порядка 10 ГГц связана с такой проблемой, как измерение задержек с требуемым субпикосекундным шагом, что труднодостижимо для современной техники. В этих случаях для обработки самых высокочастотных колебаний используется другой метод, получивший название последовательной дискретизации.

При повторной последовательной дискретизации (рис. 4) каждая последующая выборка берется в момент, когда начало нового периода запускает схему ЦО плюс увеличивающийся с каждым периодом интервал времени. Таким образом, выборки "стробируются" вдоль сигнала в той последовательности, в какой сигнал


Рис. 3


Рис. 4

поступает в цифровой осциллограф. Поскольку выборки "запускаются" самим сигналом, то в этом случае скорость выборки устанавливается автоматически.

При этом достигается снижение аппаратных затрат и уменьшение энергопотребления, по сравнению с ЦО других типов с такой же полосой пропускания, так как в данном случае допустимо использование элементов с ограниченным быстродействием.

В обоих методах повторной выборки максимальная частота периодического сигнала, который может быть зафиксирован цифровым осциллографом, определяется частотной характеристикой усилителей вертикального отклонения осциллографа, а не скоростью выборки.

Одна из тенденций развития современных широкополосных ЦО заключается в создании комбинированных приборов, которые на "медленных" развертках работают в режиме реального времени, а на "быстрых" развертках — в режиме эквивалентного времени. Этим достигается существенное расширение полосы пропускания при исследовании повторяющихся (периодических) сигналов. Причем, как правило, благодаря высокому уровню автоматизации управления современными комбинированными ЦО, оператор не ощущает разницы между работой в реальном и эквивалентном времени (например, С8-28, С9-28 и др.).

Разрешающая способность любого осциллографа характеризует его способность раздельно воспроизводить мелкие детали изображения исследуемого сигнала. До появления ЦО увеличение разрешающей способности достигалось путем увеличения размеров экрана ЭЛТ при уменьшении толщины линии луча. Так, например, экран ЭЛТ большинства современных аналоговых осциллографов имеет размеры 80х100 мм при толщине линии луча 0,4 мм. Это значит, что аналоговый осциллограф способен раздельно отобразить на своем экране не более 100/0,4=250 точек по горизонтали и 80/0,4=200 точек по вертикали. При этом разрешающая способность такого осциллографа по горизонтали может быть определена как обратная величина полученного отношения, т.е. $1/250=4x10^{-3}$, а по вертикали — $1/200=5x10^{-3}$.

В отличие от аналогового осциллографа, разрешающая способность ЦО по горизонтали определяется количеством М запоминаемых выборок исследуемого сигнала и составляет 1/М.

В настоящее время количество выборок М в реализации сигнала для большинства моделей ЦО составляет 1000—50000 слов (1 — 50 кслов). Каждая выборка запоминается в виде цифрового кода (цифрового слова), поэтому объем памяти ЦО обычно указывают не в количестве бит, а в количестве запоминаемых слов, разрядность которых определяется разрядностью АЦП.

Разрешающая способность таких ЦО по горизонтали составляет 1/1000 —1/50000, т. е. по сравнению с аналоговыми осциллографами разрешающая способность ЦО с цифровой разверткой увеличивается в 4—200 раз.

Разрешающая способность ЦО по вертикали определяется количеством уровней квантования исследуемого сигнала $2^N$, которое, в свою очередь, зависит от количества двоичных разрядов N аналого-цифрового преобразователя в битах и у современных ЦО составляет от 6 до 15 бит, причем большинство ЦО имеет разрядность 8 бит.

Высокая разрешающая способность ЦО, достигнутая благодаря большому объему памяти, открывает широкие возможности при исследовании тонкой временной структуры сложного однократного сигнала, например, коротких всплесков. Оператор получает возможность выделить на полном изображении сигнала интересующий его участок и растянуть его для наблюдения мелких деталей на весь экран ("лупа времени").

Таким образом, изображение любого участка запомненного сигнала может быть растянуто на экране ЦО до такой степени, что каждая запомненная точка сигнала отображается раздельно от соседних как по уровням квантования (по вертикали), так и по интервалам дискретизации (по горизонтали) независимо от разрешающей способности экрана ЦО.

Потребность в ЦО с высокой разрешающей способностью возникает при спектральном анализе сигналов и исследовании тонкой структуры сложного сигнала, например, неравномерности вершины импульса большой амплитуды, помех, возникающих при коммутации сигналов, шумов и т. д.

При исследовании однократных процессов преимущества ЦО становятся исключительно важными. Например, переходные процессы при замыкании контактов переключателя или включении источника питания удобно исследовать именно с помощью ЦО. В памяти такого прибора могут записываться и храниться длинные реализации, которые затем могут детально изучаться в течение неограниченного времени. Такие возможности в аналоговых осциллографах просто отсутствуют.

Однако главным преимуществом ЦО является возможность исследования "предыстории" однократного сигнала, т.е. запоминания и отображения участка

| Модель прибора | Максимальная частота регистрации | | Частота выборки, МГц | Число каналов | Вертикальное разрешение, бит | Экран, размер, мм | Функциональные возможности |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | Единичные сигналы, МГц | Периодические сигналы, МГц | | | | | |
| С1-137/2 | 0,1 | 25 | 1 | 2 | 8 | 60x80 | 1; 9 |
| С8-28 | 0,25 | 20 | 2,5 | 1 | 6 | ЖКИ 60x100 | 2; 3 |
| С9-9 | – | 18 000 | низкая | 2 | 8 | 150x150 | 2; 4; 5; 7; 8; 9 |
| С9-27 | 10 | 17,5 | 100 | 2 | 8 | 100x120 | 2; 4; 5; 6; 8 |
| С9-28 | 2 | 100 | 20 | 2 | 8 | 80x100 | 2; 4; 5; 6; 8 |

**Примечание. 1 — регистрация периодических сигналов во всем диапазоне в режиме реального времени; 2 — автоматическое измерение частоты, периода, длительности, размаха; 3 — универсальное питание 220 В/50 Гц, 12 В постоянного тока; 4 — маркерные измерения напряжения и временных интервалов; 5 — автоустановка и самодиагностика; 6 — режимы усреднения, огибающей, анализа амплитудного спектра; 7 — рефлектрометрические измерения, цифровая фильтрация сигналов, преобразование Фурье, исследование АЧХ и ФЧХ, S — параметров четырехполюсников; 8 — интерфейс IEC-625 (КОП); 9 — интерфейс RS-232 (Стык-2).**

однократного сигнала, предшествующего моменту запуска (режим предзапуска). Такая возможность реализуема потому, что в ЦО до появления синхроимпульса сигнала записи производят непрерывную запись выборок исследуемого сигнала в память прибора. Запись каждой новой выборки, замыкающей запомненную реализацию сигнала, сопровождается "вытеснением" выборки в начале этой реализации, записанной в ЗУВ раньше всех остальных. Это обеспечивает дискретный сдвиг по времени запомненной реализации с пошаговым "продвижением" регистрируемого сигнала через ЗУВ. Если описанный процесс остановить в некоторый момент времени (появление синхроимпульса сигнала записи), то в памяти ЦО зафиксируется участок сигнала, предшествующий этому моменту. Обычно пользователь устанавливает точку запуска в некоторое промежуточное положение и на экран выводятся участки сигнала до и после этого момента.

Режим предзапуска позволяет, например, изучать состояние материалов и конструкций непосредственно перед их разрушением (при испытании на прочность), наблюдать сигнал непосредственно перед возникновением сбоя в электронной схеме, исследовать причины возникновения различных явлений в сейсмологии, медицине, биологии и других областях.

Новые, необычные для пользователя возможности предоставляет режим "выделения пиков". При этом в памяти ЦО фиксируется последовательность не мгновенных значений исследуемого сигнала в точках дискретизации, а последовательность минимальных и максимальных значений, которые принимает сигнал в течение каждого интервала дискретизации. В этом режиме, в отличие от классического метода дискретизации, не теряется информация об исследуемом сигнале в интервалах между моментами дискретизации. В результате открывается возможность наблюдения огибающей сигнала, регистрации и отображения на экране ЦО практически любых изменений исследуемого сигнала, например, коротких всплесков сигнала ("Glitohes") длительностью меньше интервала дискретизации. При этом существенно увеличивается разрешающая способность ЦО по времени. В частности, в этом режиме осциллограф С8-28 позволяет наблюдать короткие всплески длительностью 25 нс на участке исследуемого сигнала длительностью до 64 с (соотношение длительностей — $2x10^{-9}$), что эквивалентно увеличению разрешающей способности ЦО в миллионы раз по сравнению с разрешающей способностью его экрана по горизонтали. Режим "выделения пиков" может использоваться при исследовании как периодических, так и однократных сигналов и удобен при исследовании шумовых характеристик, нестабильности, воздействия кратковременных помех и др.










Рис. 5

При работе с сильно зашумленным сигналом удобен имеющийся во многих моделях режим "усреднения", при котором выводимый на экран сигнал сформирован как среднее значение из нескольких зарегистрированных в памяти осциллографа сигналов.

Большинство ЦО, кроме средств наблюдения процессов, предшествующих моменту запуска, и возможностей анализа зарегистрированных сигналов в течение неограниченного времени, располагает также различными режимами автоматического измерения параметров исследуемого сигнала. Например, для измерения таких параметров, как длительность импульса, время его нарастания или спада, размах сигнала, его частоту, период, величину напряжения или временной интервал между двумя метками и многие другие, достаточно нажать на панели осциллографа одной клавиши, после чего результат измерения индицируется в удобной форме на экране ЦО.

Еще одно преимущество некоторых ЦО заключается в том, что они располагают значительными вычислительными возможностями, например, выполняют быстрое преобразование Фурье (БПФ) и вычисляют корреляционные функции.

Исключительно удобный режим работы ЦО, предусматриваемый изготовителями во многих моделях, — автоматический поиск сигнала, иногда его называют автоустановкой или автоматическим выбором масштаба. В этом режиме прибор не только самостоятельно устанавливает масштабы по вертикальной и горизонтальной осям, но и выбирает момент запуска для стабильного отображения на экране ЭЛТ.

Спектр выпускаемых в настоящее время моделей весьма разнообразен — от простейших "рабочих лошадок" до мощных системных приборов и способен удовлетворить запросы широкой гаммы практических требований в области метрологии.

Технические характеристики некоторых типов осциллографов с цифровой памятью приведены в таблице. На рис. 5 показаны (сверху вниз) осциллографы С8-28, С1-137/2, С9-9, С9-28.

К сожалению, аналоговые осциллографы, работающие в диапазоне низких частот, все еще имеют очевидные стоимостные преимущества перед цифровыми. Однако даже сегодня, когда стоимость цифрового осциллографа с полосой исследуемых сигналов 100 МГц в полтора—два раза превосходит стоимость аналогового осциллографа с такой же полосой частот, во многих случаях представляется целесообразным заплатить более высокую цену за расширенные функциональные возможности цифрового прибора. ■

# ВТОРАЯ ПРОФЕССИЯ БЫТОВОГО ДОЗИМЕТРА

## ИЗМЕРИТЕЛЬ ЕМКОСТИ КОНДЕНСАТОРОВ

И. НЕЧАЕВ, г. Курск

*В "Радио" № 8 и № 12 за 1995 г. мы рассказали о приставках, превращающих бытовой дозиметр в частотомер и испытатель транзисторов. Описываемое ниже устройство представляет собой еще одну приставку. Во всех них дозиметр используется как счетчик импульсов, поэтому приставки можно применять с любым прибором, содержащим подходящий узел. Редакция предлагает читателям продолжить разработку простых приставок к счетчику или частотомеру, позволяющих расширить область применения этих приборов.*

С помощью приставки можно проводить измерения емкости конденсаторов от единиц пикофарад до 9999 микрофарад. Принцип ее работы основан на формировании пачки импульсов с эталонной частотой. При этом длительность пачки зависит от емкости измеряемого конденсатора, а количество импульсов в ней подсчитывается счетчиком дозиметра.

Схема приставки приведена на рис. 1, а ее работа поясняется осциллограммами, приведенными на рис. 2. На элементах DD1.1, DD1.2 выполнен генератор прямоугольных импульсов с кварцевой стабилизацией частоты. Делитель частоты на микросхемах DD2—DD4 обеспечивает последовательное деление этой частоты на 10, 100 и 1000. Переключателем предела измерения SA2.1 производят коммутацию эталонных импульсов с частотой следования 1 МГц, 100 и 1 кГц на формирователь пачки эталонных импульсов.

На элементах DD1.3—DD1.6 собран компаратор, который вместе с элементами R4C1 обеспечивает задержку начала работы приставки после перевода ее в режим измерения, а также включает стабилизатор тока на транзисторе VT1 и резисторах R8—R10. На микросхеме DA1 выполнен измерительный компаратор напряжения, а на элементах VT2, VD1, R11 — источник опорного напряжения. Элемент DD5.2 формирует пачку эталонных импульсов, а DD5.3 — импульс обнуления счетчика дозиметра.

Работает приставка следующим образом. Переключатель SA1 переводят в положение "Установка", и проверяемый конденсатор подключают к гнездам "$C_x$". При этом, если он имел заряд, произойдет быстрая его разрядка через небольшое сопротивление резистора R6. Конденсатор C1 также разряжен (осциллограмма 1), на выходах элементов DD1.4—DD1.6 низкий логический уровень (осциллограмма 2), и ток через транзистор VT1 не протекает. На один из входов элемента DD5.2 (осциллограмма 4) поступают эталонные импульсы, однако они через этот элемент не пройдут, так как этому препятствует высокий логический уровень на выходе элемента DD5.1 (осциллограмма 3). На выходе измерительного компаратора низкий логический уровень (осциллограмма 6). На выходе элемента DD5.3 (осциллограмма 8) будет также низкий логический уровень, так как на его входы через резисторы R13, R16 поступает напряжение питания.

После перевода приставки переключателем SA1 в режим "Измерение" (момент времени $t_1$) начинается зарядка конденсатора C1 (осциллограмма 1) и пока напряжение на нем не достигнет порога срабатывания, состояние узлов приставки не изменяется. Как только это произойдет (момент времени $t_2$), а этот интервал времени (0,5...1 с) нужен для того, чтобы исключить влияние дребезга контактов переключателя и других переходных процессов на точность измерений, на выходах элементов DD1.4—DD1.6 появится высокий логический уровень и начнется зарядка исследуемого конденсатора. Одновременно на выходе элемента DD5.1 появится низкий логический уровень, который разрешает прохождение эталонных импульсов на вход счетчика дозиметра.

Когда напряжение на измеряемом конденсаторе достигнет порогового ($t_3$), компаратор переключится и на его выходе появится высокий логический уровень, который запретит прохождение эталонных импульсов через элемент DD5.2. Зарядка конденсатора будет продолжаться, но состояния других узлов приставки при этом изменяться не будут.

Скорость зарядки конденсатора и интервал времени от $t_2$ до $t_3$ определяются его емкостью, а также величиной зарядного тока. Количество импульсов, поступающих на счетчик дозиметра, зависит от длительности этого интервала, а также частоты следования эталонных импульсов. Изменение частоты импульсов и величины зарядного тока, а значит, и пределов измерения осуществляется переключателем SA2. В положении "пФ" величина зарядного тока составляет 2...3 мкА, а частота поступающих на счетчик дозиметра импульсов — 1 МГц. Это соответствует диапазону измерения емкости от нескольких пФ до 9999 пФ. Во втором положении переключателя — "0,999 мкФ" — величина тока составляет 0,2...0,3 мА, а частота не изменяется, при этом измеряется емкость от 0,001 до 0,9999 мкФ. Децимальная точка не индицируется, так как в используемом индикаторе запятой перед старшим разрядом нет. В

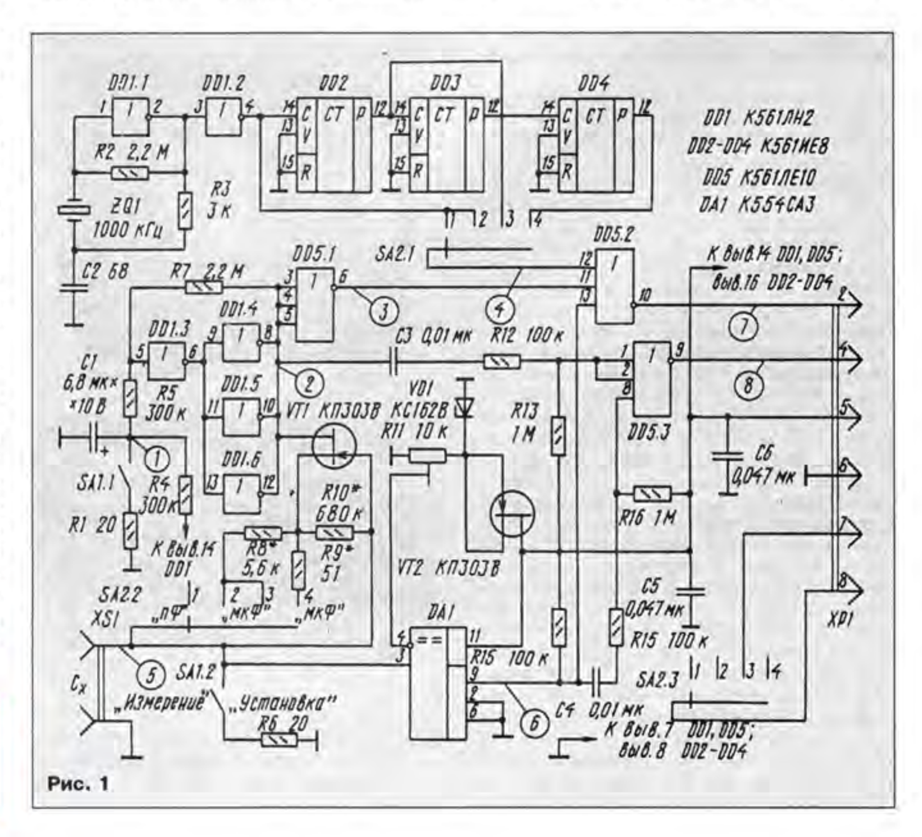



Рис. 1

РАЗРАБОТАНО В ЛАБОРАТОРИИ ЖУРНАЛА "РАДИО"

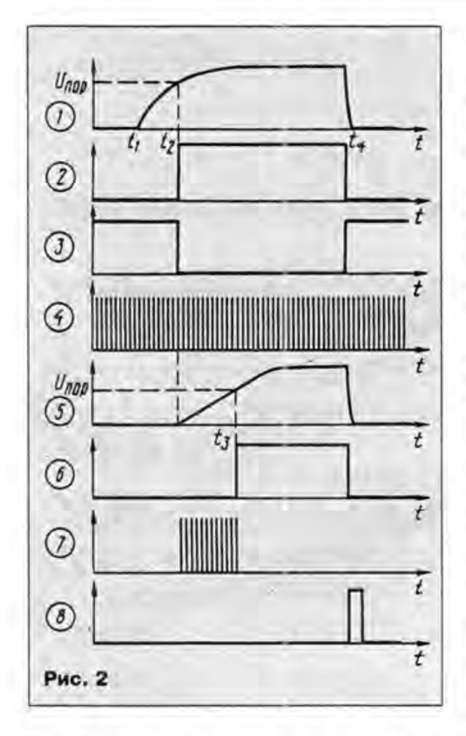


Рис. 2

третьем положении переключателя — "мкФ" — величина тока также 0,2...0,3 мА, но частота ниже — 100 кГц. При этом с помощью переключателя SA2.3 обеспечивается индикация децимальной точки после старшего разряда, обеспечивая измерение емкости в пределах 0,01...9,999 мкФ. В четвертом положении переключателя, обозначенном также "мкФ", зарядный ток составляет 2...3 мА, а частота импульсов — 1 кГц; при этом диапазон измеряемой емкости 10...9999 мкФ. Здесь децимальная точка не индицируется, и его надо не путать со вторым пределом измерения.

После подсчета импульсов на табло дозиметра индицируется величина емкости измеряемого конденсатора. Эта информация сохраняется до тех пор, пока переключатель не будет переведен в положение "Установка" ($t_4$). Устройство при этом вернется в исходное состояние, но за счет отрицательного перепада напряжений на выходе измерительного компаратора и выходов элементов DD1.4—DD1.6 на выходе элемента DD5.3 формируется импульс обнуления счетчика дозиметра, подготовляя его к новому циклу измерения.

Благодаря применению быстродействующего компаратора с высоким входным сопротивлением К554СА3 удалось добиться нижнего предела измерения емкости в несколько пикофарад. Однако из-за наличия паразитной емкости элементов и монтажа, при отсутствии измеряемого конденсатора, показания индикатора могут составлять 3...6 пФ. Поэтому при измерении конденсаторов емкостью до 100 пФ полученные значения необходимо уменьшать на эту величину.

Реально оказалось возможным измерять емкость конденсаторов от 2...3 пФ, при этом погрешность, однако, может достигать величины 20...30%, но уже при емкости более 10 пФ она уменьшается до 10...15%, а при 100 пФ и более — около 3...5%.

При измерении некоторых типов полярных конденсаторов следует учитывать, что они могут быть расформованы, и для получения точных результатов измерений надо подержать их под напряжением несколько минут, оставив подключенными к приставке в режиме "Измерение".

Необходимое время для измерения конденсаторов емкостью 9999 мкФ составляет примерно 10 с. Для конденсаторов меньшей емкости оно будет соответственно меньше.

Несомненным достоинством измерителя является то, что в дозиметре имеется звуковая и световая сигнализация переполнения счетчика, т.е. при его переполнении подается сигнал, что свидетельствует о необходимости переключения на больший предел измерения, а если это не помогает, то скорее всего конденсатор пробит или имеет значительную утечку и его надо проверить омметром. Это исключает возможные ошибки, связанные с переполнением счетчика и повышает удобство работы.

Приставка подключается к дозиметру с помощью короткого кабеля и вилки XP1. Питается она от батареи дозиметра и потребляет ток около 12 мА.

В приставке можно применить детали: микросхемы DD1, DD5 заменимы на соответствующие серии К176, К564, в качестве делителей на 10 (DD2—DD4) можно использовать К176ИЕ2, К176ИЕ4. Транзисторы — КП303В (или с индексом Г) с начальным током стока 2,5...4 мА. Полярные конденсаторы — серий К50, К52, К53, остальные — КМ, КЛС. Резистор R11 — СП3-19, СП5-2, остальные — МЛТ. Переключатель SA1 — тумблер МТ или кнопка КМ, SA2 — ПГ-2.

Налаживание начинают с проверки работоспособности генератора и делителей частоты и проводят калибровку на первом поддиапазоне ("пФ"). Для этого необходим эталонный конденсатор емкостью около 1000 пФ, измеренный с точностью не хуже 1% или имеющий такой допуск. Его устанавливают в гнездо XS1, подключают приставку к дозиметру и, производя последовательные измерения, резистором R11 добиваются соответствующих показаний на табло дозиметра. Если получить требуемые показания не удается, то нужно подобрать резистор R10; при этом следует учитывать, что уменьшение его сопротивления приводит к уменьшению показаний.

Затем проводят калибровку на втором и третьем поддиапазонах с помощью эталонных конденсаторов емкостью примерно 1 и 100 мкФ путем подбора резисторов R8 и R9 соответственно. На третьем поддиапазоне следует обратить внимание на стабильность показаний. Если от измерения к измерению одного конденсатора показания сильно отличаются друг от друга, то причиной этого может быть "дребезг" компаратора. Это связано с тем, что в этом поддиапазоне напряжение на измеряемом конденсаторе нарастает медленно и компаратор, имеющий высокую чувствительность, может реагировать на небольшие помехи и наводки. Устранить этот недостаток можно введением положительной обратной связи, которая обеспечит небольшой гистерезис при переключении. Для этого между выводами 3 и 9 микросхемы DA1 устанавливают резистор 10 МОм, а между выводом 3 этой микросхемы и переключателем SA1.2 — 51 кОм. После этого настройку надо проверить, а при необходимости повторить.

Большинство деталей приставки размещаются на печатной плате из двустороннего стеклотекстолита, рисунок ее приведен на рис. 3, 4. Конструкция приставки и ее "стыковка" с дозиметром аналогична описанной в статье "Вторая профессия бытового дозиметра" в журнале "Радио" № 8 за 1995 г.

Когда статья уже была готова к печати, выяснилась возможность некоторого упрощения устройства. Полевые транзисторы VT1, VT2 и стабилитрон VD1 можно исключить, подключив контакты 1—4 секции переключателя SA2.2 через резисторы 4,7 МОм (контакт 1), 47 кОм (контакты 2, 3), 4,7 кОм (контакт 4) к точке соединения выходов элементов DD1.4—DD1.6, правый по схеме вывод резистора R11 — через резистор 15 кОм к той же точке. Если отношение вводимых резисторов выдержать как 1000:10:1 с точностью ±2%, их подбор при настройке не потребуется. Цепь C4,R15,R16 также можно исключить, объединив три входа элемента DD5.3 между собой. Для монтажа этого варианта схемы приставки можно использовать ту же печатную плату. ■

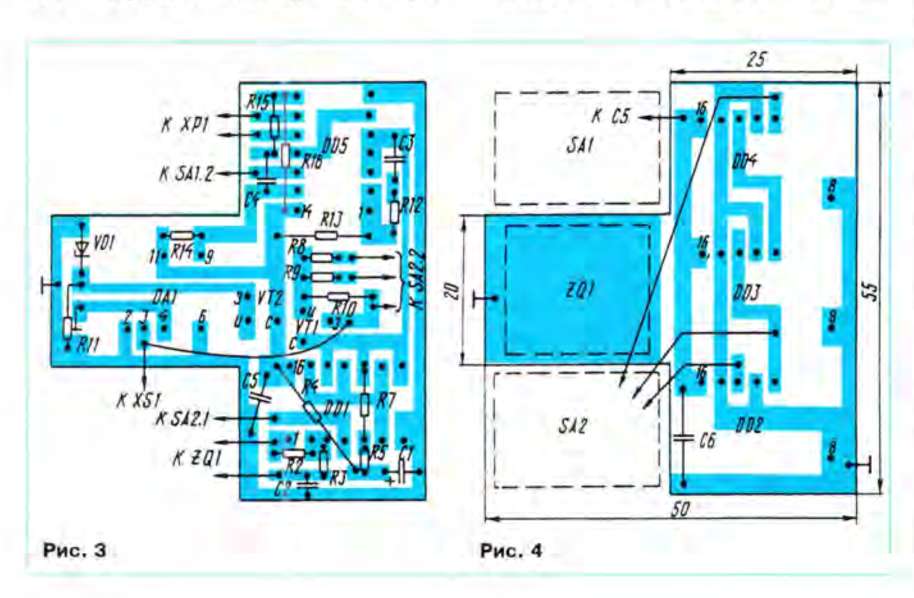


Рис. 3

Рис. 4

# УПРАВЛЕНИЕ МОДЕЛЯМИ ПО РАДИО

**А. МОХОВ, г. Москва**

*Сегодня наш разговор пойдет о работе, монтаже и налаживании двухканального четырехкомандного приемного устройства дискретного управления. Эта аппаратура — ваш второй, более сложный и наиболее интересный этап освоения техники телеуправления моделями.*

*Что же касается передатчика, то он остается таким же, каким был описан в октябрьском номере журнала прошлого года. Только теперь будут задействованы все кнопки (или переключатели) его пульта управления.*

## ДВУХКАНАЛЬНОЕ ЧЕТЫРЕХКОМАНДНОЕ ПРИЕМНОЕ УСТРОЙСТВО

Как и однокомандное приемное устройство (см. "Радио", 1995, № 11, с. 26—28), четырехкомандное состоит из сверхрегенеративного приемника, дешифратора, усилителя постоянного тока и двух электродвигателей, приводящих в движение гусеницы модели. Смонтированный вами приемник (блок А1 на рис. 16) сохраняется без каких-либо изменений. А вот дешифратор и усилитель постоянного тока, схемы которых вы видите на рис. 20, предстоит монтировать и налаживать заново.

Источником питания дешифратора служит батарея, питающая приемник ("Крона" или аккумуляторная 7Д-0,125), а усилителя постоянного тока и тяговых электродвигателей М1 и М2 — батарея 3336 (GB2). Включение источников питания осуществляется уже установленным на "Вездеходе" двухсекционным переключателем SA1.

Кроме знакомых вам транзисторов серии КТ315, в дешифраторе использованы логические элементы цифровых микросхем К561ЛА7 (DD1, DD2) и К561ЛЕ5 (DD3). Их применение улучшает помехозащищенность и надежность работы всего приемного устройства.

На вход дешифратора поступает сигнал, выделенный и усиленный приемником. Информацию для первого канала несет длительность пауз между импульсами, для второго — длительность самих импульсов, чем и достигается независимость работы каналов.

Элементы DD1.1 и DD2.1, обеспечивающие необходимую полярность импульсов, выполняют еще одну функцию — формируют крутые фронты импульсов при снижении напряжения источника питания, что очень важно для надежной работы устройства.

Все детали и цепи верхней половины схем дешифратора и усилителя постоянного тока будем считать первым каналом, а нижней половины — вторым. Сигналы в цепях первого канала дешифратора, обозначенных на схеме цифрами

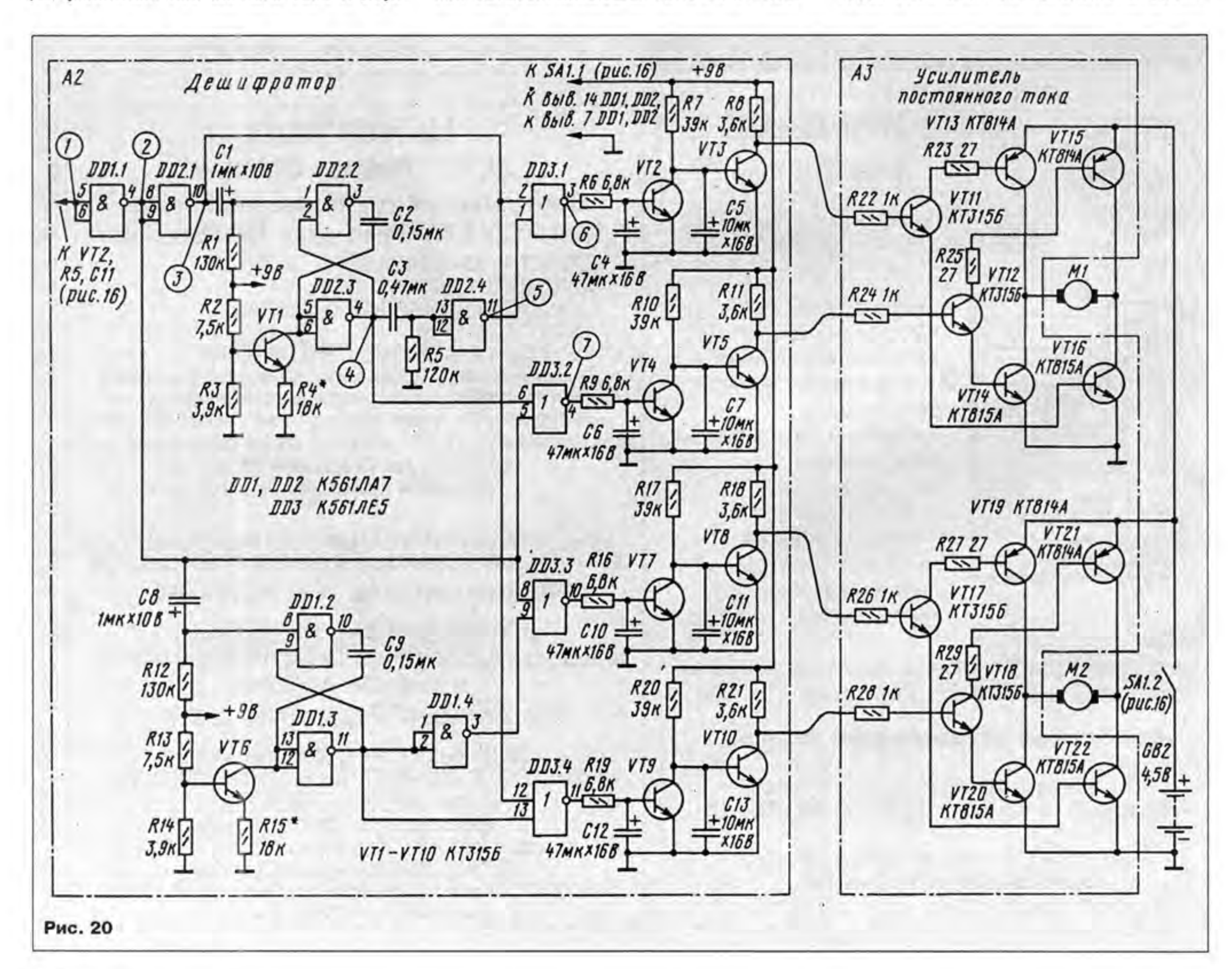



Рис. 20

1—7 в кружках, характеризуют временные диаграммы, приведенные на рис. 21.

Рассмотрим для примера работу первого канала. Спады импульсов входного сигнала в точках 1 и 3 дешифратора (начало пауз между импульсами высокого уровня) через цепочку C1R1 запускают одновибратор, собранный на элементах DD2.2, DD2.3 и транзисторе VT1. Одновибратор формирует в точке 4 образцовые импульсы низкого уровня $t_{обр1}$ длительностью около 4 мс, определяемой номиналами конденсатора C2 и резистора R4.

Образцовые импульсы инвертируются элементом DD2.4 (диаграмма 5) и, будучи уже импульсами высокого уровня, поступают на вход 1 элемента DD3.1, где сравниваются по длительности с паузами между входными импульсами дешифратора (о назначении цепи C3R5 будет сказано далее). Аналогичное сравнение производит элемент DD3.2, но неинвертированного выходного импульса одновибратора и инвертированного входного сигнала дешифратора.

Результаты работы элементов DD3.1 и DD3.2 первого канала иллюстрируют временные диаграммы 6 и 7. Возможны три случая соотношения длительности пауз между входными импульсами дешифратора, являющейся командой первого канала $t_{к1}$ и длительности образцовых импульсов дешифратора $t_{обр1}$:

$$t_{к1} > t_{обр1},\ t_{к1} < t_{обр1} \text{ и } t_{к1} = t_{обр1}.$$

В первом случае разностные импульсы (Δt) высокого уровня появятся на выходе элемента DD3.1. Во втором — на выходе элемента DD3.2. В третьем — на выходах обоих сравнивающих элементов будет нулевой уровень; такой уровень будет и в том случае, если командный сигнал полностью отсутствует.

Цепь C3R5, установленная только в первом канале, служит для исключения ложного срабатывания дешифратора при выключении шифратора передатчика или исчезновении командного сигнала. В этих случаях на выходе одновибратора первого канала дешифратора возникает напряжение высокого уровня, которое при отсутствии цепи C3R5 проходило бы через элемент DD2.4 и на выход элемента сравнения DD3.1 и приводило к срабатыванию дешифратора. В результате вал электродвигателя M1 начал бы вращаться без остановки в одну сторону, а модель — выполнять ложную команду.

За элементами сравнения следуют преобразователи сигналов на транзисторах VT2—VT5 с накопительными конденсаторами C4—C7 в базовых цепях. Их назначение аналогично подобным преобразователям однокомандной приемной аппаратуры. Скажем лишь, что при появлении разностного импульса высокого уровня на выходе элемента DD3.1 сигнал высокого уровня возникнет на коллекторе транзистора VT3 — первом выходе дешифратора, а при разностном импульсе на выходе элемента DD3.2 — на коллекторе транзистора VT5, т. е. втором выходе дешифратора.

Принципиально так работает и второй канал дешифратора.

С четырех выходов дешифратора командные сигналы поступают на входы двух усилителей постоянного тока, объединенных в единый блок, которые управляют работой электродвигателей M1 и M2 модели. Схемы этих усилителей схожи с усилителем постоянного тока однокомандной аппаратуры. Их отличие заключается главным образом в том, что входы усилителей двухканальной системы управления подключены к разным выходам дешифратора, никак не связанным между собой, и управляются они только сигналами высокого уровня, а не смешанными, как в однокомандном приемном устройстве.

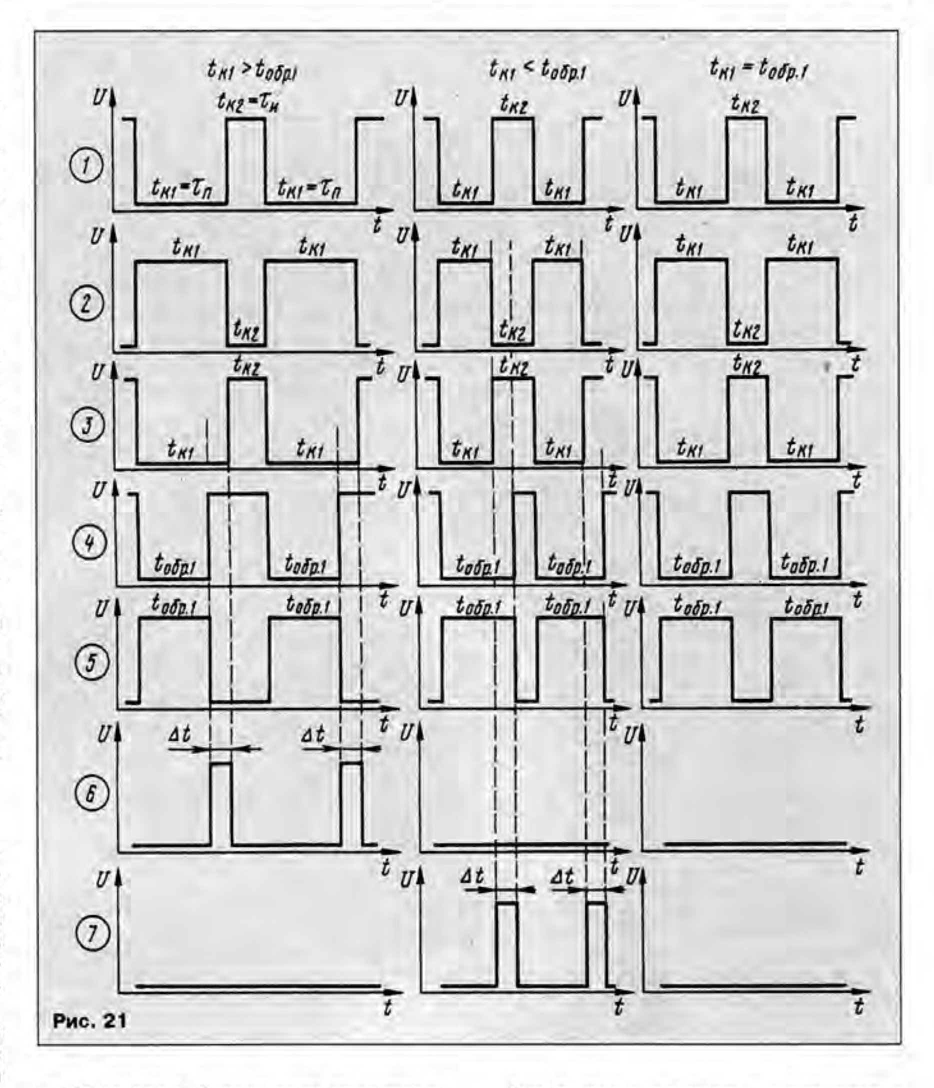


Рис. 21

Коротко о работе усилителя, управляемого первым каналом дешифратора. При сигнале высокого уровня на базе транзистора VT11 он открывается сам и тем самым открывает транзисторы VT13 и VT16. В это время вал двигателя M1 начинает вращение, например влево. Когда же сигнал высокого уровня появится на втором входе этого усилителя, то откроются транзисторы VT12, VT14 и VT15, в результате чего направление вращения вала двигателя M1 изменится на противоположное.

При отсутствии командного сигнала, например, когда передатчик выключен или его сигнал пропал, а также в том случае, если командные кнопки (ручки) пульта управления находятся в нейтральном положении, на базах транзисторов VT11 и VT12 присутствуют сигналы низкого уровня, транзисторы VT13, VT16 и VT14, VT15 тоже будут закрыты и вал двигателя M1 не станет вращаться.

Аналогичные процессы происходят в цепях транзисторов VT17, VT19, VT22 и VT18, VT20, VT21 второго усилителя постоянного тока и его электродвигателя M2 при поступлении командных сигналов второго канала управления.

Коротко о деталях, монтаже и размещении плат блоков устройства в "Вездеходе".

Монтажные платы описанных здесь блоков приемного устройства показаны на рис. 22 и 23. Дешифратор смонтирован на двух печатных платах: все микросхемы, транзисторы VT1, VT6 и относящиеся к ним резисторы и конденсаторы — на плате размерами 70×35 мм, а транзисторы и конденсаторы преобразователей — на плате размерами 48×35 мм. Первую из них размещайте в корпусе игрушки вдоль правого борта (смотреть со стороны электродвигателей), вторую — по левому борту.

Блок усилителей постоянного тока также выполнен на двух платах размерами 30×17 мм каждая. Обозначенная на рис. 23 нумерация деталей без скобок относится к первому каналу, а в скобках — ко второму каналу управления. Платы размещайте рядом с соответствующими им электродвигателями.

Микросхемы К561ЛА7 и К561ЛЕ5 можно заменить на аналогичные серии К176. Транзисторы серии КТ315 могут быть с любыми буквенными индексами; их коэффициент передачи тока базы должен

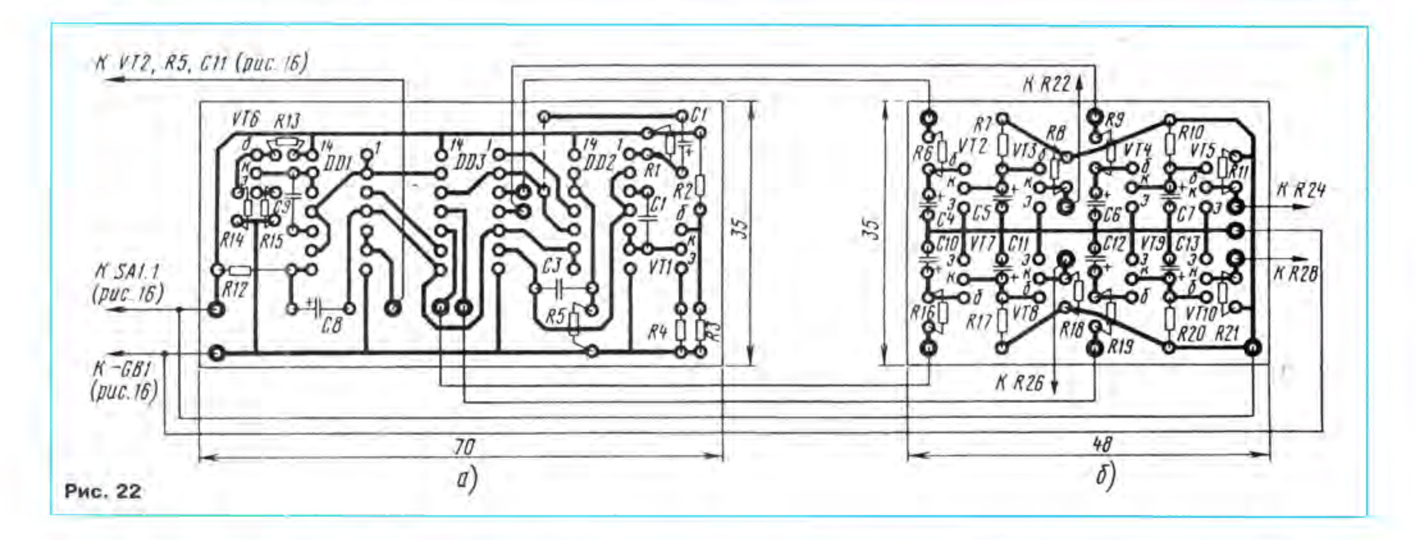


Рис. 22

быть не менее 60. Транзисторы КТ814А и КТ815А заменимы соответствующими им по структуре транзисторами серий КТ816 и КТ817 с коэффициентом передачи тока базы не менее 40.

Все резисторы — МЛТ-0,125 или МЛТ-0,25; большая часть из них установлена на платах вертикально. Оксидные конденсаторы — К50-35, К53-1 или К53-4, остальные — КД, КТ или КМ-5.

Настройку дешифратора рассмотрим на примере первого канала. Для этого, как и в прошлый раз, понадобятся осциллограф и авометр.

Прежде всего проверьте правильность и надежность монтажа. К контрольной точке 1 подключите вход Y осциллографа. Включите питание передатчика и приемника, но командные кнопки на пульте передатчика пока не нажимайте. Убедитесь в том, что при этом на вход дешифратора с выхода приемника поступают командные сигналы.

Затем, подключая вход Y осциллографа к контрольным точкам 6 и 7, определите, на какой из них есть сигнал раскомпенсации. Подбором резистора R4 добейтесь, чтобы при $t_{x1} = t_{обр1}$ (см. рис. 21) на выходах элементов DD3.1 и DD3.2 сигналов раскомпенсации не было. Затем, нажимая командные кнопки "Вперед—Назад" первого канала, проверьте, появляются ли в этих точках цепей дешифратора сигналы раскомпенсации, когда $t_{x1} > t_{обр1}$ и когда $t_{x1} < t_{обр1}$. Если все нормально, то дополнительный подбор резистора R4 не потребуется.

Далее, подключая осциллограф к коллекторам транзисторов VT3, VT5 и нажимая командные кнопки передатчика, убедитесь в том, что на этих выходах дешифратора появляются сигналы высокого уровня.

Если дешифратор не работает или подбором резистора R4 не удается добиться компенсации сигнала на выходах элементов DD3.1, DD3.2, значит есть ошибка в монтаже или неисправная деталь. Обнаружить неисправность можно подключением входа Y осциллографа последовательно к контрольным точкам 2, 3, 4, 5 и сравнением сигналов на его экране с временными диаграммами на рис. 21.

Настройку второго канала дешифратора проводят по аналогичной методике, нажимая при проверке вторую пару командных кнопок передатчика.

Работу канальных усилителей постоянного тока проверяйте раздельно при подключенных электродвигателях и батарее питания (GB2). Соединяя поочередно левые (по схеме) выводы резисторов R22 и R24 с плюсовым проводником батареи питания, убедитесь, что вал двигателя М1 вращается в разных направлениях, т. е. двигатель реверсируется. Когда же эти выводы резисторов "повисают в воздухе", вал двигателя М1 не должен вращаться.

Точно так проверяйте работу усилителя второго канала управления.

Окончательную проверку, а если надо, то и дополнительную подстройку устройства, проводите после соединения гибкими монтажными проводами плат блоков дешифратора и усилителя постоянного тока с выходом приемника, с электродвигателями. Нажимая командные кнопки пульта управления, проверьте, четко ли модель выполняет подаваемые команды.

Рис. 23


Рис. 24

Может, однако, случиться, что появятся отдельные сбои в выполнении моделью командных сигналов. Чаще всего это происходит из-за слишком большого коэффициента усиления каскада приемника, собранного на транзисторе VT2 (см. рис. 16). В таком случае придется несколько снизить усиление этого каскада подбором резисторов R4 и R5. Сопротивление резистора R4 может быть 47 или 51 кОм, а резистора R5 — 3 кОм.

Универсальность двухканального дешифратора позволяет использовать его для дистанционного управления многими другими моделями и игрушками, и не только гусеничного типа. Эффектно выглядит, например, "Лунник" (рис. 24) Рижского завода игрушек, оснащенный описанной аппаратурой телеуправления. Выбор объекта радиоуправления во многом зависит от вашей фантазии и творческой смекалки.

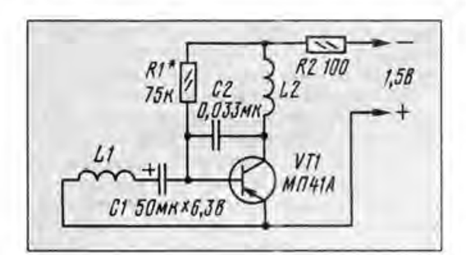
Какими бортовыми устройствами можно дополнить модель двухканальной системы управления? Как сделать пропорциональный канал управления и превратить нашу дискретную систему в дискретно-пропорциональную дистанционного управления? Ответить на эти и некоторые другие интересующие вас вопросы постараемся в следующей публикации.

**ОТ РЕДАКЦИИ.** Стабильность и надежность работы описываемого канала радиоуправления можно значительно повысить, если установить керамический блокировочный конденсатор емкостью не менее 0,047 мкФ между цепями общего провода и питания на плате рис. 22,а. Заметно возрастет помехоустойчивость устройства, если сопротивления резисторов R4 и R5 приемника уменьшить, как это сказано в конце статьи, между выходом приемника и входом дешифратора включить резистор сопротивлением 100 кОм, а между входом дешифратора и выходом инвертора DD2.1 — конденсатор емкостью 0,01...0,015 мкФ. Следует также отметить, что узлы дешифратора, собранные на элементах DD2.2, DD2.3, DD1.2, DD1.3, работают как одновибраторы лишь в тех случаях, когда запускающие их импульсы короче формируемых ими образцовых (см. "Радио", 1995, № 9, с. 54, рис. 10, б).

## ЧИТАТЕЛИ ПРЕДЛАГАЮТ

### ЕЩЕ РАЗ О РЕМОНТЕ "СЛАВЫ"

О ремонте этих электронно-механических часов на страницах "Радио" рассказывалось неоднократно. Вспомните хотя бы заметку Н.Заякина "Ремонт электронных часов" в "Радио", 1979, № 8, с. 55 или "Ремонт "Славы" с помощью осциллографа" В.Маслаева в "Радио", 1988, № 12, с. 51. Однако до сих пор вопрос остается актуальным, поэтому хочу поделиться опытом "доводки" самого простого однотранзисторного генератора часов (см. схему).




Часто случается, что создаваемого механизмом часов усилия не хватает для нормального передвижения стрелок даже после тщательной чистки и смазки. Этот дефект в большинстве случаев удается устранить подбором резистора R1 с меньшим номиналом (в конкретном случае — 75 кОм вместо 130 кОм).

Правда, случалось, что с частично разряженным элементом питания часы шли нормально, а при установке свежего элемента генератор возбуждался на звуковой частоте с интервалом в доли секунды, что затрудняло запуск часов. Выход из этой ситуации удалось найти включением в цепь питания генератора резистора R2 сопротивлением 100...200 Ом.

**В. УТИН**

*г. Щелково Московской обл.*

### КАССЕТНИЦА... ИЗ ПЕНОПЛЕНА

Для хранения малогабаритных радиодеталей (резисторов, конденсаторов, транзисторов) многие радиолюбители используют спичечные коробки, пластмассовые и металлические шкатулки, стеклянные банки и т. д. Поиск нужного номинала в них порою занимает немало времени.

Мне показалось, что более удобный вариант кассетницы — из полосок пеноплена (см. фото) — материала, применяемого, наряду с обоями, для отделки помещений. Радиодетали втыкают выводами в срез пеноплена по всей длине полоски. На бумажной основе пеноплена пишут номинал, тип или наносят другую нужную информацию.

Свернутая в рулон и уложенная в полиэтиленовый пакет, такая "кассетница" занимает немного места.

Наглядность, удобство применения и минимальные затраты времени на поиск нужного радиоэлемента при пользовании



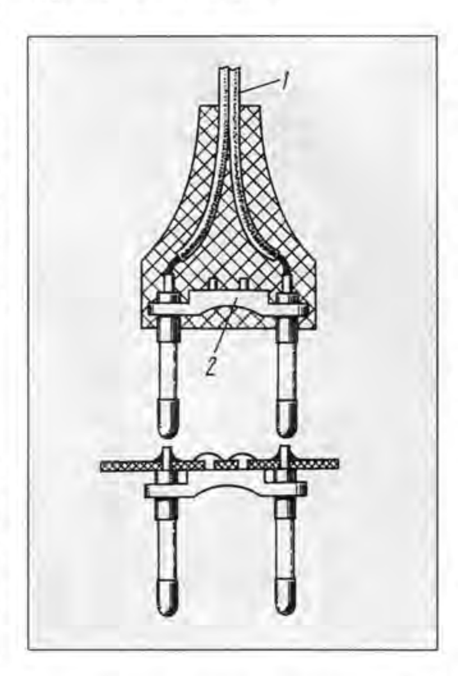
кассетницей по достоинству оценят как радиолюбители, так и...продавцы деталей, занимающиеся мелкорозничной торговлей на радиорынках.

**Н. МАШОНКИН**

*г. Геленджик*

### ИЗ НЕГОДНОЙ ВИЛКИ

У литых сетевых вилок нередко обрывается провод вблизи их корпуса, после чего приходится заменять вилку разборной пластмассовой. Однако пришедшую в негодность вилку выбрасывать рано — ее можно использовать по прямому назначению в различных радиолюбительских конструкциях, например, в малогабаритном блоке питания.



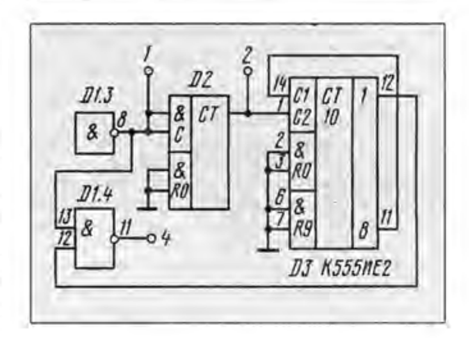

Литую вилку следует разрезать по боковой поверхности, чтобы добраться до основания 2 (см. рисунок) и отрезать кусачками концы провода 1. После этого основание со штырями крепят к корпусу конструкции, оплавляя пластмассовые выступы, а штыри вилки опаивают — к ним в дальнейшем припаивают сетевые проводники устройства.

**И. ДОЛИНСКИЙ**

*г. Таганрог Ростовской обл.*

### УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ КВАРЦЕВОГО КАЛИБРАТОРА

Кварцевый калибратор, описанный в статье Б.Григорьева "Радиоконструктор "Калибратор кварцевый" ("Радио", 1982, № 12, с. 55, 56), для калибровки радиоприемников АМ сигналов неудобен, поскольку его выходной сигнал немодулирован, а сигнала с частотой 1000 Гц и скважностью 2, пригодного для модуляции, в нем нет. Поэтому было решено доработать калибратор — вместо микросхемы К155ИЕ1 (D3) установить К555ИЕ2 (см. рисунок).




Данную микросхему обычно включают сначала делителем частоты на 2 (вход С1), а затем на 5 (вход С2). В моем варианте она включена наоборот, что позволило на выходе 1 (вывод 12) получить сигналы "меандр" частотой 1000 Гц.

Кроме того, в калибраторе использован ранее незадействованный четвертый элемент микросхемы D1 (D1.4 на схеме). С его выхода (вывод 11) снимался модулированный сигнал частотой 100 кГц, который и использовался для калибровки шкалы приемника.

Если не окажется микросхемы К555ИЕ2, вместо нее можно установить К155ИЕ2. Питание на эти микросхемы подают через выводы 5 (плюс) и 10 (минус).

**В. МИРОНОВ**

*г. Кемерово*

### ГРОМКОГОВОРЯЩИЙ БЕСШНУРОВОЙ ТЕЛЕФОН

Осуществить эту идею очень просто. Достаточно воспользоваться любым радиовещательным приемником с УКВ диапазоном и поднести его антенну, например, в виде отрезка провода, возможно ближе к антенне телефона.

При последующем разговоре по телефону нужно медленно перестраивать приемник и найти такую гармонику, чтобы разговор доносился из его динамической головки.

**Б. ШАУЛА**

*г. Сургут-1 Тюменской обл.*

# СИМИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ МОЩНОСТИ

*С. БИРЮКОВ, г. Москва*

*Использование симисторов в регуляторах мощности и различных автоматических коммутаторах затруднено из-за необходимости обеспечения сравнительно большого тока управляющего электрода — 150 мА для симисторов серии КУ208. Управление симистором постоянным током требует большой мощности, а при импульсном управлении необходим формирователь, обеспечивающий короткие импульсы в момент прохождения сетевого напряжения через "нуль" и имеющий общий вывод с одним из сетевых проводов.*

*Автор публикуемой здесь статьи рассматривает новые варианты управления симистором в простых регуляторах мощности и электронных выключателях.*

Основой электронного устройства, схема которого приведена на рис. 1, послужил регулятор, описанный И. Нечаевым в его статье "Регулятор мощности, не создающий помех" (см. "Радио", 1991, № 2, с. 67, 68). Отличие предлагаемого варианта регулятора заключается в основном в использовании в нем симистора вместо тринистора, что позволило исключить выпрямительный мост, составленный из мощных диодов. В результате число элементов, устанавливаемых на теплоотвод при выходной мощности 1 кВт, сократилось с пяти до одного.

Регулирование мощности в нагрузке, как и в описанном ранее устройстве, осуществляется изменением числа полупериодов сетевого напряжения, подаваемого на нее в течение некоторого интервала времени, поэтому предлагаемый регулятор можно использовать для работы лишь с такими нагрузками, как, например, электроплитка, камин, паяльник и другими подобными электронагревательными приборами.

Включение симистора происходит вблизи момента перехода сетевого напряжения через "нуль", что снижает уровень помех по сравнению с регуляторами, в которых использован фазоимпульсный метод регулирования.

Диоды VD1—VD2, стабилитрон VD3, конденсаторы C1–C3 и резистор R1 образуют источник питания устройства напряжением около 10 В (при максимальном выходном токе 18...20 мА). Он выгодно отличается от источника, использованного И. Нечаевым, меньшей потребляемой от сети и соответственно меньшей рассеиваемой мощностью при вдвое большем выходном токе.

Оригинальным является формирователь импульсов частотой 100 Гц, выполненный на транзисторах VT1, VT2 и резисторах R2—R4. При положительном полупериоде сетевого напряжения на верхнем (по схеме) сетевом проводе транзистор VT1, включенный по схеме с общим эмиттером, открыт и насыщен — напряжение на его коллекторе близко к эмиттерному (транзистор VT2 закрыт). При отрицательном полупериоде закрыт транзистор VT1, но открыт и насыщен транзистор VT2, включенный по схеме с общей базой, и напряжение на его коллекторе имеет тот же знак и амплитуду.

Лишь в моменты, когда сетевое напряжение по абсолютному значению меньше 40...50 В, оба транзистора закрыты и напряжение на их коллекторах близко к напряжению на выводе 7 микросхемы DD1. При этом разрешена работа генератора импульсов на элементах DD1.3, DD1.4. Импульсы частотой около 5 кГц с его выхода дифференцируются цепью C6R8, усиливаются транзистором VT3 и включают симистор VS1.

Однако работой этого генератора управляет и генератор, собранный на элементах DD1.1 и DD1.2. Частота формируемых им импульсов — около 2 Гц, а скважность можно регулировать переменным резистором R5 от 1,01 до 100.

При напряжении низкого уровня на выходе элемента DD1.2 разрешена работа генератора на элементах DD1.3 и DD1.4, а при высоком запрещена. В результате при перемещении движка резистора R5 из одного крайнего положения в другое изменяется соотношение числа полупериодов напряжения сети, подаваемых и не подаваемых на нагрузку, подключенную к разъему X1. А так как одному периоду работы управляющего генератора соответствует около 50 полупериодов сетевого напряжения, дискретность регулирования равна примерно 2 %.

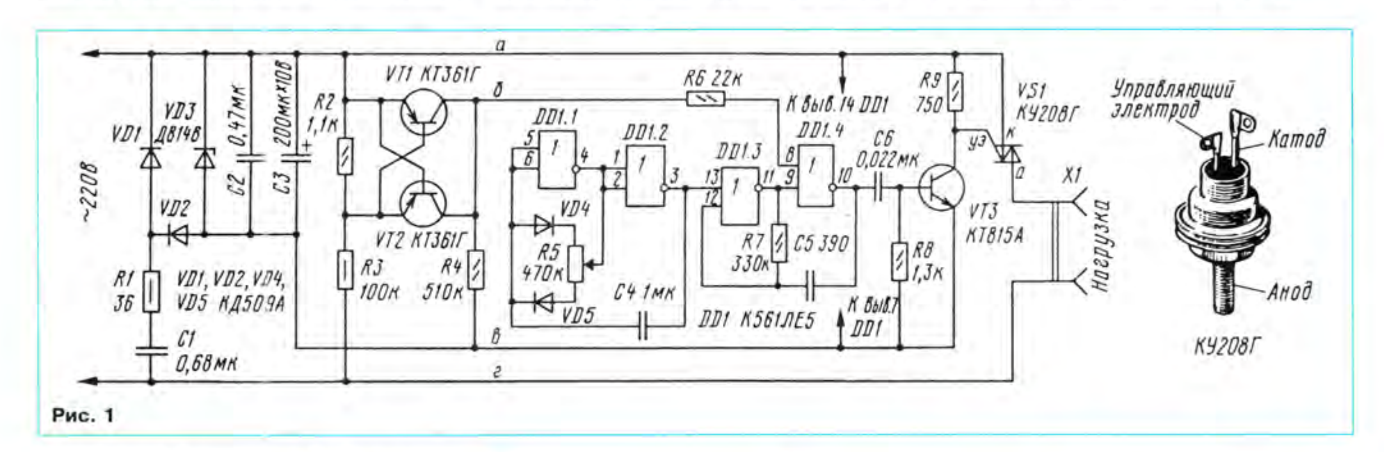


Рис. 1

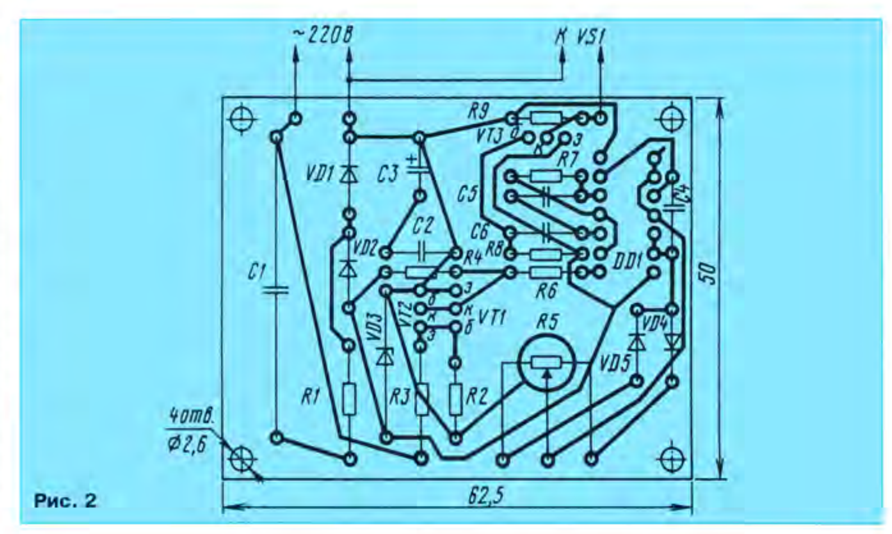


Рис. 2

Все элементы этого варианта регулятора, кроме симистора VS1, смонтированы на печатной плате (рис. 2). Плата рассчитана на установку резисторов МЛТ, конденсаторов К73-16 (С1), К50-6 (С3), КМ-6 (остальные), переменный резистор (R5) СП3-4аМ или СП3-4бМ. Диоды VD1, VD2, VD4 и VD5 — маломощные кремниевые, стабилитрон VD3 — на напряжение стабилизации 10...12 В. Микросхема К561ЛЕ5 заменима на К176ЛЕ5 или КР1561ЛЕ5. Транзисторы VT1 и VT2 могут быть любыми кремниевыми маломощными структуры р-n-р, транзистор VT3 — средней или большой мощности структуры n-р-n с допустимым коллекторным током 150 мА.

Конденсатор К73-16 (С1) можно заменить на любой металлопленочный емкостью 0,33...0,68 мкФ на номинальное напряжение не менее 250 В или на бумажный или металлобумажный такой же емкости на номинальное напряжение не менее 400 В. Корпус резистора R5 должен быть соединен с плюсовым проводником цепи питания микросхемы, что необходимо для его экранирования. Симистор КУ208Г (или КУ208В) установлен на штыревом теплоотводе размерами 80x60x20 мм.

Предварительно симистор целесообразно проверить на значение тока спрямления, включив его по схеме, приведенной на рис. 3. Напряжение питания анодной цепи симистора должно соответствовать номинальному для лампы накаливания EL1, рассчитанной на рабочий ток не менее 150 мА. Плавно увеличивая ток управляющего электрода симистора (резистором R1), измеряют его значение непосредственно перед включением лампы. Паспортное значение тока спрямления при комнатной температуре равно 150 мА. Для регулятора следует подобрать симистор с током спрямления не более 70 мА (из проверенных автором 15 симисторов лишь один не соответствовал этому требованию).

Налаживают регулятор следующим образом. Стабилитрон VD3 временно отключают, а внешний источник постоянного тока напряжением 9...10 В подключают к конденсатору С2. Установив движок резистора R5 в среднее положение, с помощью осциллографа или головных телефонов (что очень удобно) контролируют на резисторе R9 наличие пачек импульсов частотой около 5 кГц и периодом повторения пачек близким к 0,5 с. При перемещении движка переменного резистора длительность пачек должна изменяться практически от нуля до непрерывной последовательности импульсов.

Затем восстанавливают включение стабилитрона (при этом установка симистора на теплоотвод не обязательна), к разъему Х1 подключают настольную лампу и на регулятор подают напряжение сети. При перемещении движка резистора R5 лампа должна вспыхивать с частотой около 2 Гц, а длительность ее вспышек — изменяться от нуля до непрерывного свечения.

Устройство можно упростить, если в нем использовать микросхему К561ТЛ1 — четыре триггера Шмитта, каждый из которых выполняет функцию элемента 2И-НЕ. Схема соответствующей части такого варианта устройства показана на рис. 4,а, а фрагмент рисунка монтажной платы, в остальном аналогичной предыдущей, — на рис. 4,б. Источник питания и формирователь импульсов на транзисторах VT1, VT2 остаются без изменений.

Последовательность прямоугольных импульсов низкого уровня, соответствующих моментам нулевого напряжения сети, поступает на нижний по схеме вход элемента DD1.4 через дифференцирующую цепь C5R6. Входные диоды элемента подавляют отрицательные продифференцированные импульсы, а положительные проходят на базу транзистора VT3 — усилителя тока — и далее на управляющий электрод симистора VS1. Длительность управляющих импульсов — около 12 мкс. Они открывают симистор VS1 в начале полупериода.

Прохождение импульсов через элемент DD1.4 разрешает выходной сигнал генератора с регулируемой скважностью, собранный на элементе DD1.1.

Подобный формирователь управляющих импульсов можно использовать в различных автоматических устройствах, например, в термостабилизаторе (рис. 5,а) или автомате включения лестничного освещения (рис. 5,б). В термостабилиза-

## КОРОТКО О СИМИСТОРЕ

**Симистор, как и уже привычный нам тринистор, имеет три электрода. Его основное отличие от тринистора — возможность коммутации переменного тока. Ток через симистор может протекать в любом направлении — как от анода к катоду (как в тринисторе), так и в противоположную сторону. То, что ток может протекать от катода к аноду, делает названия этих электродов, строго говоря, неверными. В литературе научного характера применяют термины "Анод 1" и "Анод 2", в популярной же технической литературе широко используют более удобные названия — "Катод" и "Анод", считая катодом прибора тот из его анодов, относительно которого подают управляющий сигнал (как в тринисторе или радиолампе).**

**Симисторы серии КУ208 при положительном напряжении на аноде могут включаться импульсами любой полярности, подаваемыми на управляющий электрод относительно катода, а при отрицательном напряжении на аноде — импульсами только отрицательной полярности.**

**Так управляются и многие другие симисторы, выпускаемые отечественной промышленностью (см. "Справочный листок" в "Радио", 1989, № 7, с. 91, 92).**

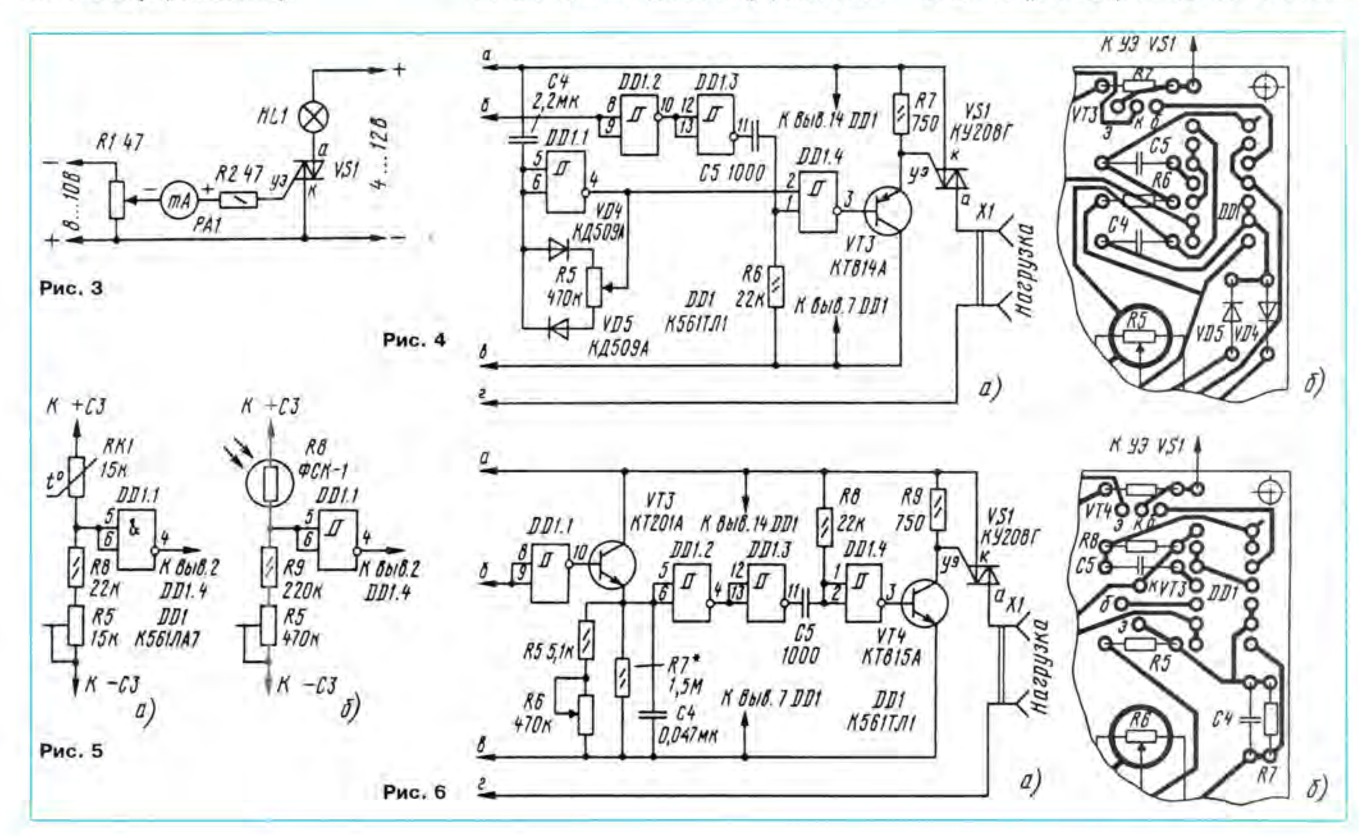



Рис. 3

Рис. 4

Рис. 5

Рис. 6

торе использование триггера Шмитта может привести к слишком большой температурной разнице включения и выключения нагревателя, поэтому здесь уместнее микросхема К561ЛА7 или К176ЛА7. В автомате включения освещения гистерезис необходим, поэтому в нем следует использовать микросхему К561ТЛ1.

На рис. 6 приведены схема варианта регулятора с фазоимпульсным управлением симистором и чертеж соответствующего ему участка монтажной платы. Такой регулятор хоть и создает помехи радиоприему, зато позволяет регулировать напряжение питания таких нагрузок, как, например, лампа накаливания, электродвигатель переменного тока.

При прохождении сетевого напряжения через "нуль" импульс отрицательной полярности с выхода формирователя на транзисторах VT1 и VT2 (на схеме рис. 6,а не показаны) инвертируется элементом DD1.1 и через эмиттерный повторитель на транзисторе VT3 заряжает конденсатор C4 практически до напряжения источника питания. Разряжается конденсатор через резисторы R5—R7. При снижении напряжения на нем до порогового элементы DD1.2 и DD1.3 переключаются, спад импульса с выхода элемента DD1.3 дифференцируется цепью C5R8 и в виде импульса длительностью около 12 мкс через инвертор DD1.4 и транзистор VT4 включает симистор VS1.

Переменным резистором R6 можно регулировать длительность разрядки конденсатора C4, изменять момент включения симистора и эффективное напряжение на нагрузке. Резистор R5 исключает перегрузку транзистора VT3. Подбором резистора R7 можно добиться, чтобы максимальному сопротивлению резистора R6, работающего как реостат, соответствовало нулевое напряжение на нагрузке.

Конденсатор C4 должен быть бумажным или пленочным. Транзистор VT3 должен допускать обратное напряжение на эмиттерном переходе не менее напряжения стабилизации стабилитрона VD3. Пригодны транзисторы серии КТ201 (с буквенными индексами А, Б, АМ, БМ, а при использовании в источнике питания стабилитрона VD3 на напряжение стабилизации 10 В — с индексами В—Д, ВМ—ДМ. Можно также использовать любой кремниевый маломощный транзистор структуры n-p-n, включив последовательно с его эмиттерным переходом кремниевый маломощный диод.

Вместо переменного резистора R6 можно установить, например, биполярный или полевой транзистор, фотодиод или фоторезистор оптопары. В таком случае регулятор может быть использован в автоматических устройствах типа выключателя с плавным включением лампы накаливания или мощного коллекторного электродвигателя.

Во всех описанных здесь вариантах устройств отсутствуют резисторы, ограничивающие выходной ток элемента, управляющего выходным транзистором, и ток управляющего электрода симистора. Из-за малой длительности импульсов этого тока такое включение совершенно безопасно для радиоэлементов.

При налаживании любого варианта регулятора и его практическом использовании следует помнить, что все его элементы, включая вал переменного резистора, находятся под напряжением сети. Поэтому регулятор должен быть помещен в корпус из изоляционного материала, а переменный резистор — снабжен ручкой из изоляционного материала с закрытым стопорным винтом. ■

# ТРЕХТОНАЛЬНЫЕ МУЗЫКАЛЬНЫЕ СИГНАЛИЗАТОРЫ

**В. БАННИКОВ, г. Москва**

*Просматривая журнал "Радио" и популярную литературу по электронике, можно заметить, что в последние годы у радиолюбителей наметился устойчивый интерес ко всякого рода музыкальным звуковым сигнализаторам, будь то дверной звонок, звуковой брелок или телефонное вызывное устройство. Многим хотелось бы, чтоб все звуковые сигналы были мелодичными, а еще лучше — музыкальными, даже если этот звуковой сигнал принадлежит охранному устройству.*
*О том, как можно строить трехтональные музыкальные сигнализаторы, как получить звучание различного характера, рассказывает эта статья.*

Трехтональный звуковой сигнал более различим на фоне окружающего шума, чем двутональный. Если соотношения тонов выбраны правильно, то такой сигнал будет приятным на слух. Ведь даже сигнал тревоги может быть мелодичным, не говоря уж о квартирном звонке или сигнализаторе электронного будильника либо таймера.

Чтобы избежать трудностей, связанных с музыкальной настройкой сигнализатора, а также нестабильностью тонов при изменении температуры и питающего напряжения, целесообразно строить его на основе единого задающего генератора и триггерного делителя частоты. Выбрав соответствующие коэффициенты деления частоты генератора, можно сформировать желаемые ноты, как это реализовано, например, в [1]. Коэффициенты деления при этом должны представлять собой по меньшей мере трехзначные числа [2]. Такие делители, очевидно, сложны и дороги.

Однако задача станет много проще, если ограничиться воспроизведением лишь мажорного, а тем более минорного трезвучий [3]. Так, для последовательного перебора (арпеджио) звуков минорного аккорда нужно, чтобы значения их частоты были в отношении 6:5:4. Несколько сложнее сформировать ноты мажорного аккорда. Здесь требуется пропорция 15:12:10 либо более близкое к равномерно темперированному строю отношение 24:19:16. Ясно, что реализовать на практике такие небольшие коэффициенты деления частоты значительно легче, чем трехзначные. Более того, полученные подобным образом математически точные созвучия более мелодичны на слух, чем ноты темперированного строя с его довольно искусственным разбиением интервалов.

Сначала заметим, что если вместо пропорции 6:5:4 брать отношения 8:6:5 или 5:4:3, то вместо звуков минорного аккорда (воспроизводимого, например, в виде арпеджио) мы получим его так называемые обращения. Их музыкальная ценность сравнима с самим трезвучием. То же самое относится и к мажорному трезвучию — вместо пропорции 15:12:10 можно брать 20:15:12 или 24:20:15, либо вместо 24:19:16 — 32:24:19 или 19:16:12.

Составляющие трезвучие ноты можно, вообще говоря, воспроизводить в любом порядке. Однако для музыкального сигнализатора представляют интерес два частных случая — восходящее и нисходящее арпеджио. В первом случае звуки перебирают в порядке возрастания их высоты, начиная с самого низкого, во втором — наоборот.

Один из вариантов схемы трехтонального сигнализатора показан на рис. 1, а. Задающий генератор собран на элементах DD1.1 — DD1.3 и работает на частоте 14 кГц. Эту частоту делит счетчик импульсов, выполненный на триггерах DD2.1, DD2.2, DD3.1, DD3.2, DD4.1.

Управляющий сменой коэффициента деления частоты манипулятор составлен из триггеров DD6.1, DD6.2 и генератора низкой частоты (2 Гц) на элементах DD5.1 — DD5.3. В манипуляторе эту частоту делит на 3 счетчик на триггерах DD6.1, DD6.2. Диоды VD1, VD2 дешифруют состояние этого счетчика.

Узел пуска сигнализатора собран на элементах R6, C6, R7, SB1, в нем работают триггер DD4.2 и элемент DD5.4, а также интегрирующие цепи C5R5 и R8C8. Дифференцирующая цепь R8C8 служит для установки в нулевое состояние триггера DD4.2 после включения питания.

Воспроизводит звуки динамическая головка BA1 — эмиттерная нагрузка двухтактного мостового усилителя ЗЧ, собранного на транзисторах VT1—VT4. Элемент DD1.4 играет роль управляемого фазоинвертора сигнала, подаваемого на усилитель. Маломощная часть устройства разделена по питанию от усилителя ЗЧ цепью VD3C7.

Задающий генератор и делитель частоты работают тогда, когда пусковой триггер DD4.2 находится в единичном состоянии, — на нижнем по схеме входе элемента DD1.1 будет высокий уровень, а на входе R триггеров делителя частоты — низкий. Период повторения T импульсов задающего генератора равен примерно 70 мкс.

Если на катоде диодов VD1 и VD2 низкий уровень, триггеры делителя частоты работают в обычном счетном режиме.

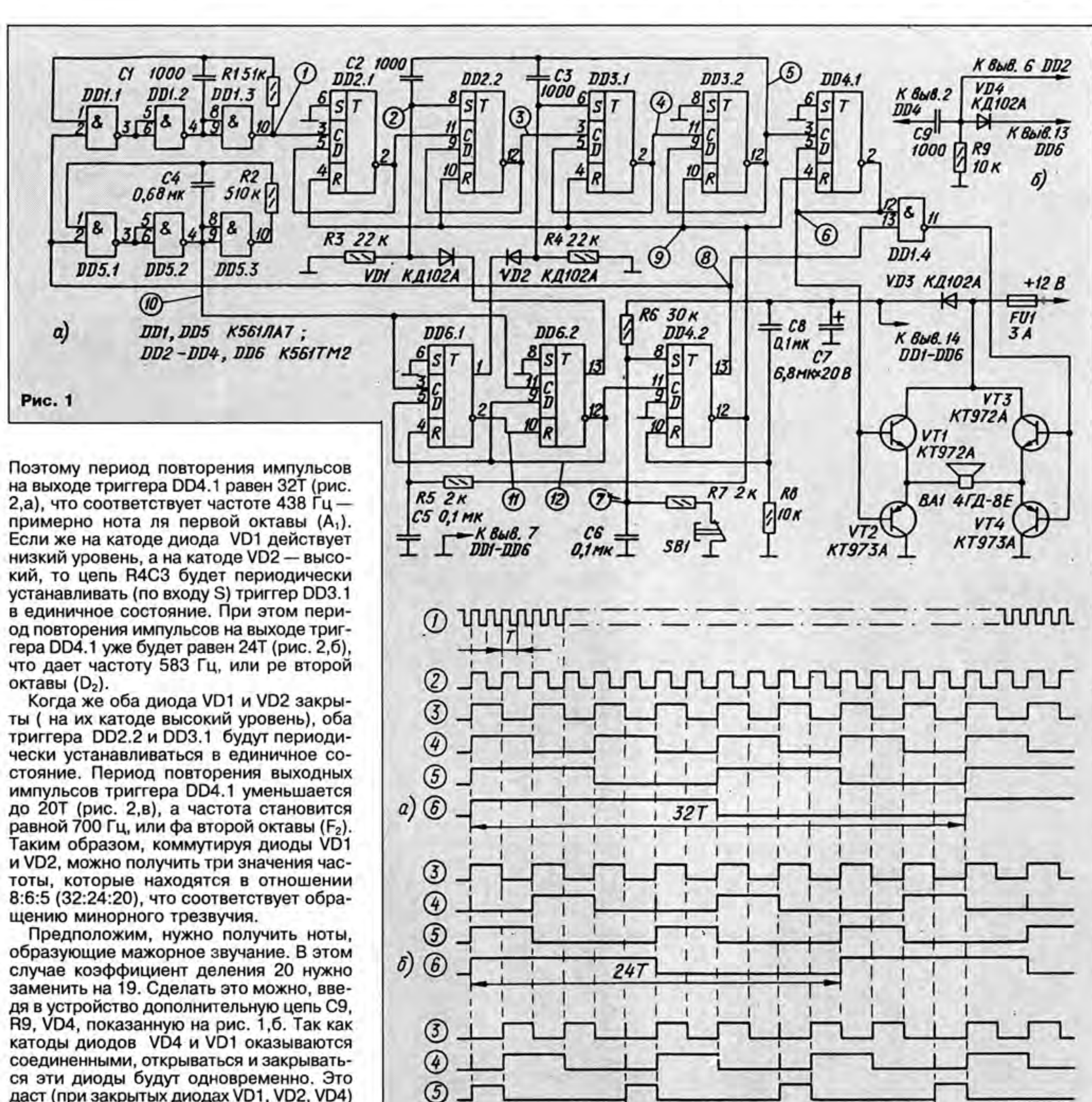


Рис. 1

Рис. 2

Поэтому период повторения импульсов на выходе триггера DD4.1 равен 32Т (рис. 2,а), что соответствует частоте 438 Гц — примерно нота ля первой октавы ($A_1$). Если же на катоде диода VD1 действует низкий уровень, а на катоде VD2 — высокий, то цепь R4C3 будет периодически устанавливать (по входу S) триггер DD3.1 в единичное состояние. При этом период повторения импульсов на выходе триггера DD4.1 уже будет равен 24Т (рис. 2,б), что дает частоту 583 Гц, или ре второй октавы ($D_2$).

Когда же оба диода VD1 и VD2 закрыты ( на их катоде высокий уровень), оба триггера DD2.2 и DD3.1 будут периодически устанавливаться в единичное состояние. Период повторения выходных импульсов триггера DD4.1 уменьшается до 20Т (рис. 2,в), а частота становится равной 700 Гц, или фа второй октавы ($F_2$). Таким образом, коммутируя диоды VD1 и VD2, можно получить три значения частоты, которые находятся в отношении 8:6:5 (32:24:20), что соответствует обращению минорного трезвучия.

Предположим, нужно получить ноты, образующие мажорное звучание. В этом случае коэффициент деления 20 нужно заменить на 19. Сделать это можно, введя в устройство дополнительную цепь C9, R9, VD4, показанную на рис. 1,б. Так как катоды диодов VD4 и VD1 оказываются соединенными, открываться и закрываться эти диоды будут одновременно. Это даст (при закрытых диодах VD1, VD2, VD4) вместо ноты фа второй октавы (20Т) ноту фа-диез той же октавы (19Т или 737 Гц). Иначе говоря, звучавшая ранее последовательность ре минор сменится на ре мажор.

В момент включения напряжения питания дифференцирующая цепь C8R8 формирует короткий (около 0,15 мс) импульс, устанавливающий по входу R пусковой триггер DD4.2 в нулевое состояние. В нем триггер может находится бесконечно долго — это дежурный режим сигнализатора. Низкий уровень с прямого выхода пускового триггера затормаживает задающий генератор и генератор манипулятора, а также закрывает элемент DD1.4 — фазоинвертор выходного сигнала ЗЧ. При этом на выходе элементов DD1.2, DD5.2 — низкий уровень, а на выходе элементов DD1.1, DD1.3, DD5.1, DD5.3 и DD1.4 — высокий.

Кроме того, высокий уровень на инверсном выходе триггера DD4.2 удерживает по входу R в нулевом состоянии все остальные триггеры сигнализатора, включая DD6.1, DD6.2. На базе транзисторов VT1—VT4 высокий уровень, поэтому тока через головку BA1 нет.

Если теперь кратковременно нажать на кнопку SB1, пусковой триггер DD4.2 переключится в единичное состояние, оба генератора вступают в работу. Интегрирующая цепь C5R5 препятствует переключению триггера DD6.1 по входу С от фронта первого импульса с выхода элемента DD5.2.

Как уже сказано, триггеры DD6.1 и DD6.2 манипулятора соединены так, что коэффициент деления частоты (2 Гц) равен 3. Поэтому, вообще говоря, период повторения импульсов на выходе триггеров DD6.1 и DD6.2 должен бы быть равен 1,5 с. Но как только на инверсном выходе триггера DD6.2 появится плюсовой перепад напряжения (это произойдет за 1,5 с), пусковой триггер DD4.2 вновь возвратится по входу С в нулевое состояние — сигнализатор вернется в дежурный режим. После кратковременного нажатия на кнопку SB1 сигнализатор работает в течение 1,5 с.

Процессы, происходящие в некоторых характерных точках манипулятора после короткого нажатия на кнопку SB1, иллюстрирует рис. 3,а. Сначала звучит нота $A_1$, затем $D_2$ и, наконец, $F_2$. Время звучания каждой равно 0,5 с.

Если кнопку SB1 удерживать нажатой

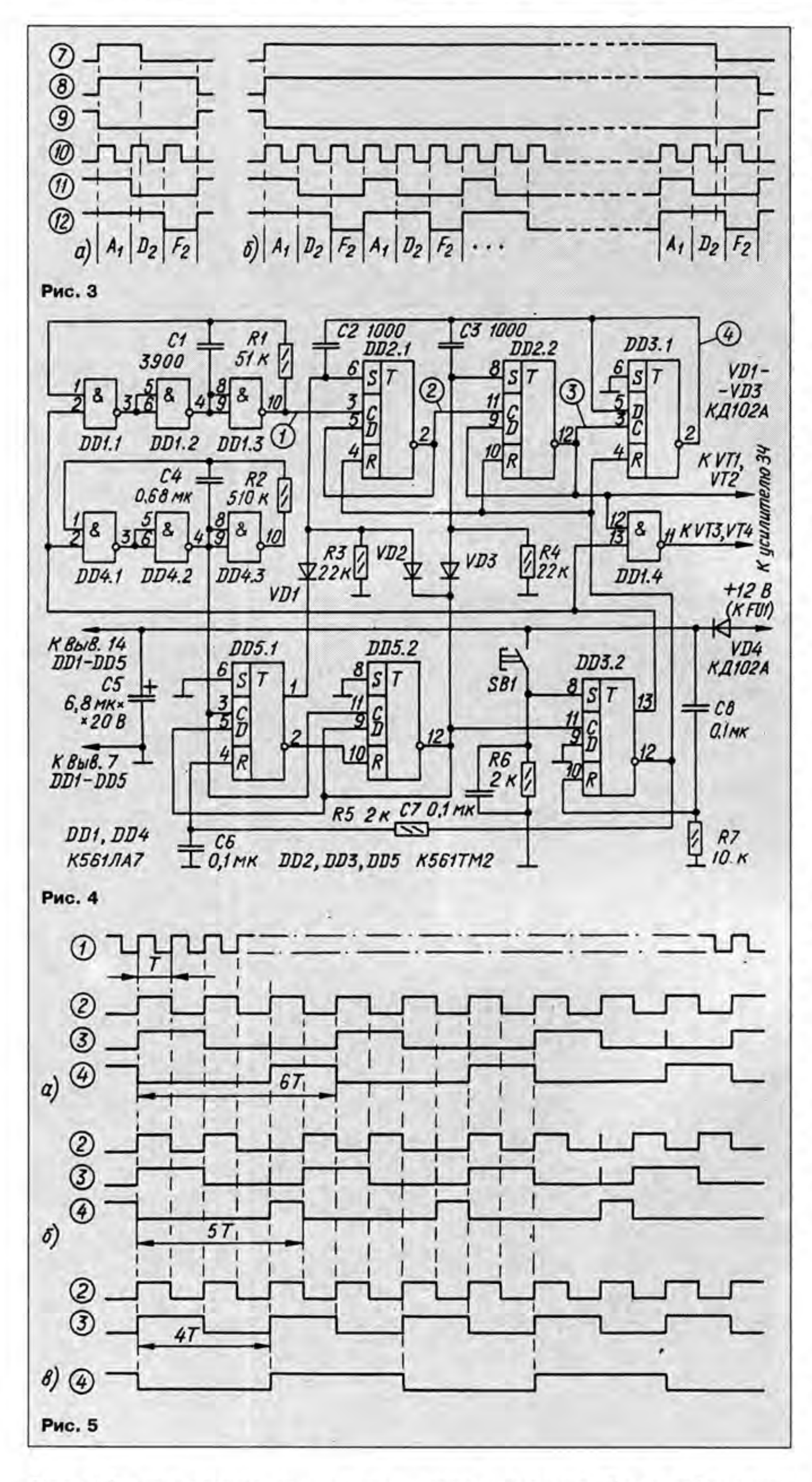


Рис. 3

Рис. 4

Рис. 5

более 1,5 с, то воспроизводимые ноты будут непрерывно повторяться в том же порядке (рис. 3,б). Это происходит потому, что при нажатой кнопке SB1 пусковой триггер DD4.2 не может переключиться в нулевое состояние. После отпускания кнопки SB1 сигнализатор доигрывает фрагмент $A_1,D_2,F_2$ до конца и только тогда выключается. Так же работает устройство и при воспроизведении мажорного трезвучия.

После нажатия на кнопку SB1 сигнал на выходе элемента DD1.4 будет уже противофазен сигналу на инверсном выходе триггера DD4.1. Поэтому транзисторы VT1, VT4 и VT2, VT3 усилителя открываются и закрываются в противофазе, что необходимо для его правильной работы.

Порядок чередования нот определен тем, как включены диоды VD1 и VD2. В показанном на схеме рис. 1 варианте сигнализатор воспроизводит восходящее арпеджио. Если же требуется нисходящее арпеджио $F_2,D_2,A_1$, то катод диода VD2 следует соединить с инверсным выходом триггера DD6.2, а диода VD1 — с инверсным выходом триггера DD6.1. Это для минорного трезвучия, а для мажорного — к инверсному выходу триггера DD6.1 нужно подключить катод не только диода VD1, но и диода VD4 (см. рис. 1,б). То есть катоды этих диодов в любом случае должны быть объединены.

Второй вариант трехтонального сигнализатора (рис. 4) несколько проще, поскольку в нем микросхем на одну меньше, но по структуре он подобен предыдущему. Задающий генератор, собранный на элементах DD1.1 — DD1.3, работает на частоте 3500 Гц. Делитель частоты собран всего на трех триггерах — DD2.1, DD2.2, DD3.1, причем выходной сигнал снимается с инверсного выхода триггера DD2.2 (а не DD3.1).

Пусковым здесь является триггер DD3.2, а триггеры DD5.1, DD5.2 и элементы DD4.1 — DD4.3 входят в состав манипулятора. При показанном на схеме включении диодов '/D1 — VD3 сигнализатор последовательно воспроизводит ноты ре второй октавы ($D_2$), фа ($F_2$) и ля той же октавы ($A_2$). Так, при низком уровне на катоде только диода VD1 период повторения импульсов на инверсном выходе триггера DD2.2 равен 6T (рис. 5,а), что соответствует частоте 583 Гц (нота $D_2$).

При высоком уровне на катоде всех диодов период повторения импульсов на том же выходе равен 5T (рис. 5,б) — это уже частота 700 Гц ($F_2$). Когда же низкий уровень на катоде диодов VD2 и VD3, период уменьшается до 4T (рис. 5,в), а частота увеличивается до 875 Гц ($A_2$). Следовательно, воспроизводится восходящее минорное арпеджио $D_2,F_2,A_2$ (ре минор). Чтобы сделать его нисходящим $A_2,F_2,D_2$, нужно катод диода VD3 отключить от диода VD2 и соединить его с катодом диода VD1. Получить мажорное трезвучие при такой упрощенной схеме нельзя.

Заметим, что пусковой триггер DD3.2 здесь в единичное — рабочее — состояние устанавливают замыкающей кнопкой SB1 (а не размыкающей, как в первом варианте). Это позволяет использовать устройство в качестве, скажем, квартирного звонка. Впрочем, не так уж сложно подобное изменение ввести и в первый вариант сигнализатора.

***(Окончание следует)***

ЛИТЕРАТУРА


1. Бирюков С. Генератор для настройки музыкальных инструментов. — Радио, 1982, № 4, с. 33—35.
2. Моисеев А. Выбор коэффициентов деления частоты. — Радио, 1990, № 3, с. 63, 64.
3. Банников В. Музыкальная сирена: Сб.: "В помощь радиолюбителю", вып. 116, с. 45—48. — М.: Патриот, 1993.


**От редакции.** Для повышения надежности работы предлагаемых устройств рекомендуется включить последовательно с конденсаторами C2, C3, C9 на рис. 1 и аналогичными на рис. 4 и рис. 6 (во второй части статьи) резисторы сопротивлением 3,3 кОм. Входы неиспользуемых элементов микросхем следует соединить с общим проводом.

# ДВЕ КОНСТРУКЦИИ НА PIC-КОНТРОЛЛЕРЕ

*Д. ГАНЖЕНКО, И. КОРШУН, г. Зеленоград*

*В "Радио", 1995, № 10, с. 47—49 рассказывалось об интересном устройстве — PIC-контроллере и одной из конструкций, разработанных фирмой "Телесистем ЛТД" на его основе, — калькофоне. Сегодняшняя публикация посвящена двум другим конструкциям — автоматическому телефонному коммутатору и микро-АТС, расширяющими возможности телефонной линии.*

## АВТОМАТИЧЕСКИЙ ТЕЛЕФОННЫЙ КОММУТАТОР

Ни для кого не секрет, что телефонных линий и станций у нас катастрофически не хватает — до телефонизации всей страны еще далеко. Есть известное решение для подключения двух абонентов к одной линии — спаренный телефон. Однако оно уже практически исчерпало себя — телефоны с блокираторами стоят везде, где для этого есть возможность. К тому же не все АТС поддерживают такой режим, а зачастую просто нет свободной номерной емкости. Предлагаемый автоматический телефонный коммутатор (АТК) немного поможет в решении проблем со связью.

АТК позволяет к имеющейся телефонной линии подключить второй телефон с независимой адресацией, т. е. предоставляет возможность звонить именно на тот из двух телефонов, который нужен.

Чтобы позвонить на первый (главный) телефон, надо просто набрать его номер. Для того чтобы позвонить на второй, придется проделать процедуру двойного набора номера: набрать номер, дождаться одного—двух гудков, затем положить трубку и сразу же набрать номер во второй раз — при этом раздастся звонок во втором телефоне.

При повторном наборе первый телефон не звонит потому, что АТК задерживает сигнал вызова на два звонка. Этот способ, прямо скажем, не очень удобный, однако не требует применения дополнительных устройств, например тонального бипера*.

Возможны два режима работы. В первом — при поднятии трубки на любом из телефонов другой отключается, что исключает помехи при наборе номера и прослушивание разговоров. Во втором режиме первый телефон имеет преимущество — при поднятии на нем трубки второй телефон отключается, даже если в этот момент по нему разговаривают (в этом случае связь обрывается и линия освобождается для разговора по первому телефону), что позволяет сделать подключение второго телефона практически неощутимым для владельца первого.

АТК позволяет запретить абоненту второго телефона выход на междугородную и международную связь. Имеется и возможность переадресации звонка с одного телефона на другой. Это на тот случай, когда произошла ошибка — хотели позвонить вашему соседу, а попали к вам. Переадресация осуществляется просто: набираете цифру 2 на вашем телефоне, кладете трубку — и звонок раздается на другом аппарате.

Вот, пожалуй, и все о возможностях. Теперь об устройстве. АТК не требует питания от электрической сети, поэтому связь есть всегда, когда работает телефонная сеть. Он собран на миниатюрной плате (рис. 1), которая умещается внутри обычной телефонной розетки. Устройство получилось весьма простым (рис. 2) благодаря использованию современной элементной базы — PIC-контроллера PIC16C54.

Весь алгоритм работы устройства определяется программой контроллера. Стабилизацию напряжения питания цифровой части (2,8...3,3 В) обеспечивает цепь VD1,DA1,VD2. Для отсекания отрицательного полупериода импульса звонка и разрядки звонкового конденсатора телефона служат элементы VD3—VD7. При недостаточном напряжении питания контроллера транзистор VT1 формирует низкий уровень на выводе 4 микросхемы DD1 (происходит сброс процессора).

На резисторах R1 и R2 собран "датчик" наличия сигнала вызова, а на R3 и R4 — "датчик" состояния линии. Поднята или положена трубка первого телефона определяет "датчик" на резисторах R5—R7, причем чувствительность его пере-

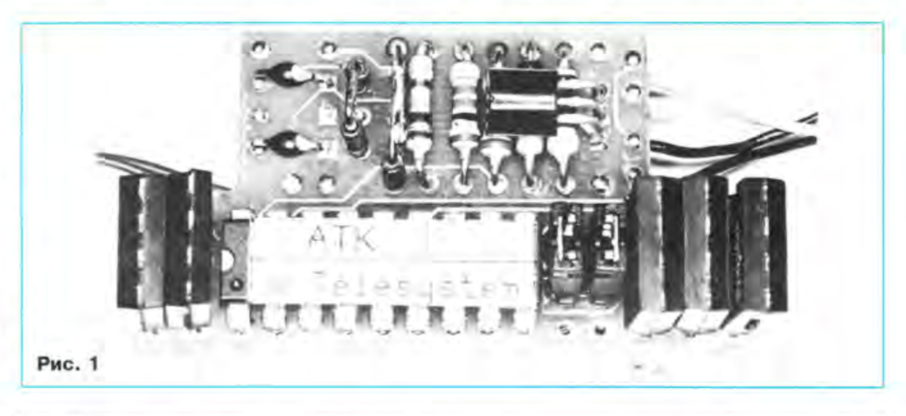


Рис. 1

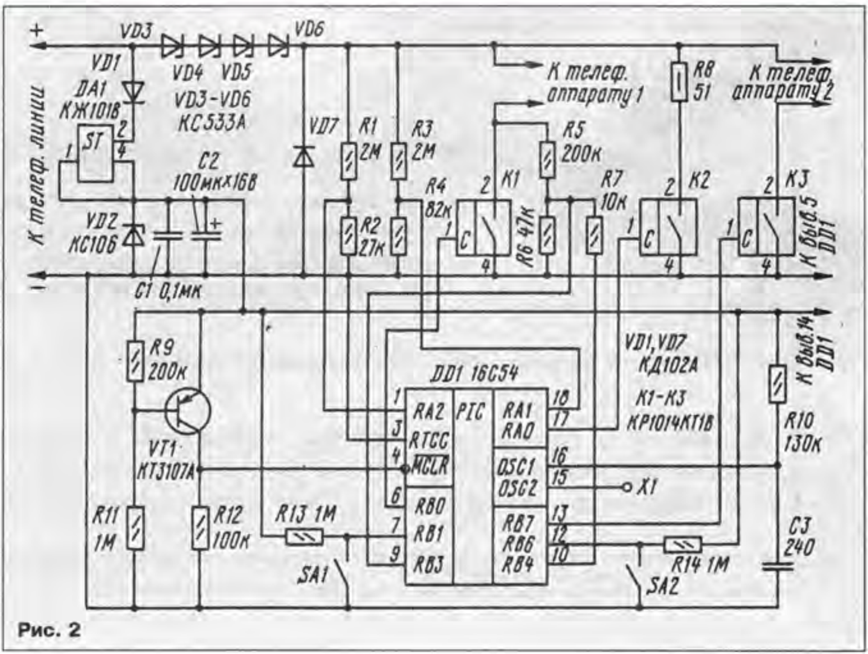


Рис. 2

* Бипер — звучащий брелок, имеющий клавиатуру, как на телефонном аппарате. Прикладывая бипер к микрофону телефонной трубки, можно передавать сигналы тонального набора. При этом каждой цифре соответствуют два сигнала разной частоты. Такой многочастотный телефонный код обозначают DTMF (Dual Tone Multiple Frequency). Его используют в телефонах с тональным набором, а также для дистанционного (по телефонной линии) управления автоответчиками, многофункциональными телефонами и офисными АТС.

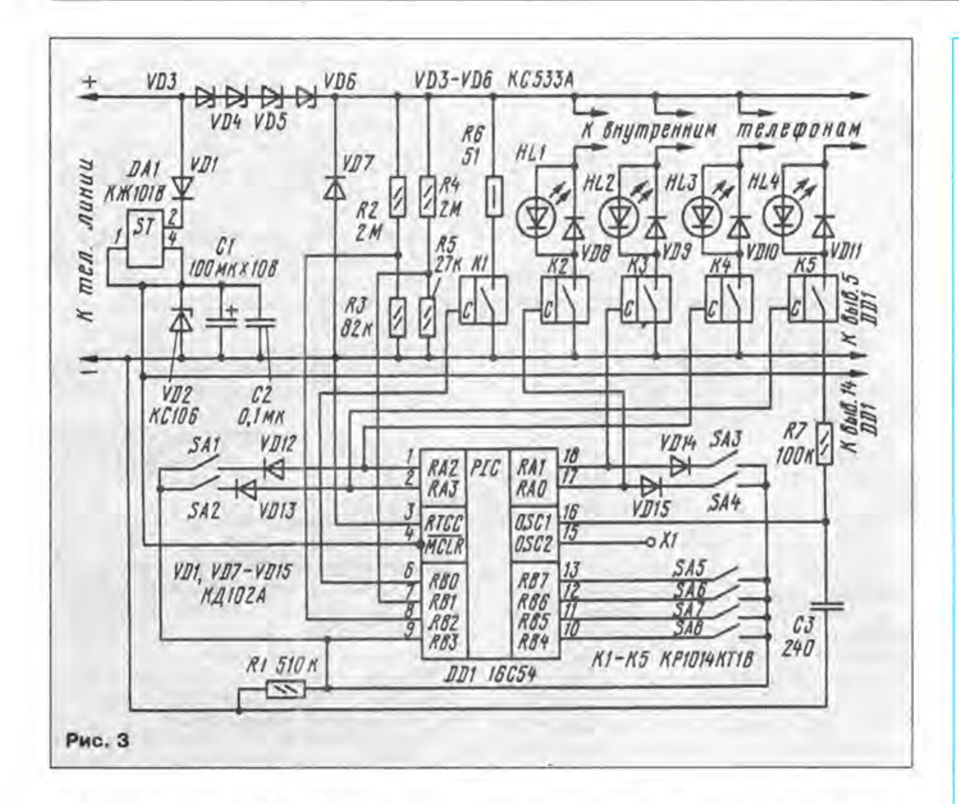


**Рис. 3**

ключается программно сигналом с вывода 10 микросхемы DD1. Порог переключения входов контроллера лежит в пределах 1...1,2 В. Ключ К1 подключает к линии первый телефон, К3 — второй, а К2 формирует сигнал звонка при переадресации.

Внутренний тактовый генератор работает на частоте 40±4 кГц (частотозадающие элементы — R10, С3). Для контроля его работы используется вывод 15 DD1, на котором присутствует тактовая частота, поделенная на 4.

Выключателем SA1 устанавливают статус главного телефона, а SA2 — запрет выхода на межгород для второго телефона.

При подключении АТК к телефонной линии следует учитывать указанную на схеме полярность, хотя несоблюдение ее не так опасно.

Правильно собранное из исправных деталей устройство в наладке не нуждается, стоит лишь произвести контроль некоторых параметров: напряжение питания — 2,9...3,3 В; ток потребления — менее 200 мкА; напряжение, при котором происходит сброс процессора, — 2,3...2,5 В; напряжение переключения "датчика" звонка — 90...100 В; напряжение переключения "датчика" занятия линии — 27...30 В. Частота импульсов на выводе 15 DD1 должна быть 9...11 кГц.

## МИКРО-АТС

Эта конструкция по сути дела — дальнейшее усовершенствование коммутатора. Ее плата также размещается в корпусе телефонной розетки, а по схемотехнике (рис. 3) она ненамного сложнее предыдущей разработки.

Микро-АТС предназначена для подключения к одной городской линии четырех внутренних телефонов. Она проста в пользовании и имеет следующие возможности: переадресацию звонков, установку вызывных телефонов (т.е. телефонов, которые будут звонить при вызывном сигнале), запрет выхода на междугородную связь любой комбинации внутренних телефонов. Микро-АТС исключает взаимное прослушивание разговоров и помехи при наборе номера, так как при занятии линии одним телефоном остальные отключаются.

Когда приходит вызывной сигнал по городской линии, звонят только те телефоны, которые установлены (переключателями SA5—SA8) как вызывные. Переадресуют звонок при снятой трубке набором цифры, соответствующей внутреннему номеру телефона (от 1 до 4), после чего ваш телефон отключается и можно положить трубку, а на указанном телефоне раздастся звонок. Если абонент не поднимет трубку в течение 30 секунд, вызов автоматически переадресуется назад.

Возможна многократная переадресация, т. е. абонент, которому переадресовали звонок, может переадресовать его третьему абоненту и т. д.

Следует учесть, что микро-АТС обеспечивает при занятии линии одним из телефонов полное отключение остальных. Единственный способ передачи разговора на другой телефон — использование режима переадресации. Светодиоды HL1—HL4 индицируют номер абонента, занявшего линию.

Запрет выхода на междугородную связь можно установить отдельно каждому телефону выключателями SA1—SA4. Установка этого запрета препятствует набору номеров, начинающихся с цифры 8. Ключ К1 формирует сигнал звонка при переадресации, К2—К5 подключают соответствующие телефоны.

**От редакции.** Фирма "Телесистем ЛТД", разработавшая АТК и микро-АТС, предоставляет возможность приобрести готовые изделия или наборы деталей для их сборки всем желающим через редакцию журнала "Радио" (комн. 102). Справки по тел. (095) 207-77-28.

### НА КНИЖНОЙ ПОЛКЕ




**В. А. НИКИТИН, Б. Б. СОКОЛОВ, В. В. ЩЕРБАКОВ**

**"100 И ОДНА КОНСТРУКЦИЯ АНТЕНН ТЕЛЕВИЗИОННЫХ, РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ И СИ-БИ-РАДИОСВЯЗИ"**

Книга знакомит читателя с телевизионными и радиовещательными антеннами, а также антеннами для радиосвязи в диапазоне 27 МГц.

Подробно описаны комнатные и наружные приемные телевизионные антенны — для ближнего, дальнего и сверхдальнего приема, а также антенные усилители и вспомогательные устройства — делители и устройства сложения телевизионного сигнала.

Изложены особенности приема телевидения со спутников-ретрансляторов, в том числе в режиме непосредственного телевизионного вещания. Описаны антенные устройства для приема в ближней и дальней зонах радиовещательных программ в длинноволновом, средневолновом, коротковолновом и ультракоротковолновом диапазонах.

Рассмотрено состояние и перспективы развития систем связи в диапазоне 27 МГц (Си-Би-радиосвязь). Описаны базовые антенны и антенны для автомобильных и портативных станций, приведена информация о коаксиальных кабелях для аппаратуры радиосвязи и измерительных приборах, используемых при изготовлении, настройке и эксплуатации антенн. Даны сведения об отечественной и международной сетках частот, порядке регистрации и эксплуатации радиостанций гражданского диапазона.

Книга полезна радиолюбителям, студентам и специалистам, занимающимся разработкой и эксплуатацией аппаратуры радиосвязи.

Книгу можно приобрести в РИП "Символ-Р", цена ее 8000 руб. При высылке по России стоимость книги с почтовыми услугами — 11 450 руб. Заказчики производят предоплату почтовым переводом на р/с "Символа-Р": москвичи и жители области на р/с № 7467430, уч. ВК в Комбанке "Оптимум" в г. Москве, МФО 998918; жители России на р/с № 7467430, уч. 83 в Комбанке "Оптимум" в г. Москве, коррсчет 511161800 в РКЦ ГУЦБ РФ, МФО 201791.

***М., ТОО РИП "Символ-Р", 1996 г.***

# УЛЬТРАЗВУКОВОЙ АВТОСТОРОЖ

**В. ВИЛЛ, г. Москва**

*Как известно, в охранных устройствах для автомобилей используют различные датчики — контактные, вибрационные, качания, наклона и др. В дорогих автосторожах зачастую работают одновременно несколько датчиков, разных по принципу действия. Почти все современные зарубежные системы вместе с одним или несколькими из перечисленных имеют в своем составе ультразвуковой датчик.*

*С устройством и работой такого датчика, еще мало распространенного в любительских автоохранных устройствах, знакомит эта статья.*

Рассматриваемое охранное устройство состоит из трех узлов — излучателя ультразвуковых акустических колебаний, приемника этих колебаний и логического устройства, причем совместно работающие излучатель и приемник представляют собой ультразвуковой датчик.

Излучатель, как следует из названия, излучает в охраняемое замкнутое пространство акустические волны, которые заполняют его, многократно отражаясь от стен и предметов, находящихся внутри этого пространства. В пространстве (в том числе и в точке, где расположен приемник) устанавливается стационарная интерференционная акустическая картина, т. е. амплитуда и фаза волны в любой точке будут постоянны. Приемник выполнен так, что он чувствителен именно к изменению амплитуды колебаний, поэтому полезный сигнал на его выходе близок нулю.

Однако достаточно в охраняемое пространство начать вводить даже небольшой предмет, как интерференционная картина начнет смещаться, в точке приема произойдет многократная смена максимумов и минимумов волн. Приемник зафиксирует это изменение и сформирует на выходе последовательность импульсов. Логическое устройство обработает эту последовательность и приведет в действие узел подачи сигнала тревоги.

Чувствительность ультразвуковой системы охраны может быть исключительно высокой — она способна уверенно реагировать на слабый воздушный поток или на летящую муху. Поэтому в автостороже принимают меры по регулированию чувствительности на необходимом уровне. Достоинством следует считать и тот факт, что чувствительность, хоть и непостоянна по охраняемому объему, все же удовлетворительна в самых неблагоприятных точках. Сторож, при желании, легко замаскировать.

В качестве излучателя и приемника в ультразвуковых охранных устройствах очень часто используют пьезоэлектрические микрофоны, которые имеют АЧХ с явно выраженным резонансом. Это свойство позволяет существенно улучшить помехозащищенность устройства в целом. Однако, кроме основного, у пьезоэлектрического микрофона есть и ряд других, паразитных резонансов, обычно расположенных по частоте выше основного. Этот факт приводит к усложнению схемотехники устройства в целом.

Пьезомикрофоны, как правило, продают подобранными по частоте в пару излучатель—приемник. В описываемом стороже использована пара микрофонов УМ-1, однако пригодны и другие пьезомикрофоны, скорее всего потребуется лишь коррекция номиналов некоторых элементов датчика.

Задача генератора — возбудить излучатель на частоте его основного резонанса. Об особенностях схемотехники и свойствах генераторов, применяемых для этой цели, подробно рассказано во вступительной части статьи [1]. Здесь же укажем лишь, что наиболее удобно применять генераторы, в которых резонатором служит собственно пьезоизлучатель, однако они часто требуют принятия мер, препятствующих запуску на частоте паразитного резонанса.

На рис. 1 изображена схема генератора, которую рекомендует предприятие—изготовитель микрофонов УМ-1. Протекающий через излучатель BQ1 переменный ток создает на резисторе R5 падение напряжения, которое через конденсатор C2 поступает на неинвертирующий вход ОУ DA1, замыкая петлю положительной ОС. Цепь C1R4 устраняет отрицательную ОС по переменному току.

К сожалению, этот генератор при использовании излучателя УМ-1 в половине случаев запускается на частоте паразитного резонанса. Конечно, в этот генератор можно добавить цепи, подавляющие положительную ОС на частоте паразитного резонанса. Однако частотное соотношение основного и паразитного резонансов микрофонов УМ-1 (и им подобных) таково, что от этих дополнительных цепей требуются высокая добротность и точная настройка. В результате теряется основное достоинство генератора — простота. Поэтому схему на рис. 1 следует применять, если у излучателя паразитный резонанс выражен существенно слабее основного.

Рис. 1

Генератор, схема которого изображена на рис. 2, состоит из двух узлов: собственно задающего генератора на инверторах и устройства синхронизации. Частоту задающего генератора можно плавно регулировать подстроечным резистором R5 в пределах 25...50 кГц. Нагрузкой генератора служит излучатель BQ1, включенный последовательно с резистором R6.

Устройство синхронизации, собранное на транзисторе VT1, заставляет генератор работать на частоте основного резонанса излучателя. На резисторе R6 падает напряжение, пропорциональное току через излучатель BQ1. Цепь R7C3 отфильтровывает высокочастотные составляющие, после чего сигнал через конденсатор C4 поступает на усилитель напряжения на транзисторе VT1, выполненный по схеме с общей базой (коэффициент усиления — около 15). Разделительный конденсатор C2 и резистор R1 замыкают петлю положительной ОС.

Таким образом, на резонансной частоте излучателя глубина положительной ОС максимальна. Поэтому генератор устойчиво работает только на основной резонансной частоте излучателя BQ1.

Транзистор VT1 — любой кремниевый, со статическим коэффициентом передачи тока 50...300 и напряжением $U_{кэ}$ не менее 15 В (например, КТ315Г, КТ315Е, КТ3102А—КТ3102В). Микросхема К561ЛН2 может быть заменена одноименной из серий 564, КР1561. Конденсатор C1 должен быть возможно более термостабильным. При использовании конденсатора группы ТКЕ М75 генератор уверенно "держал" резонансную частоту при изменении температуры окружающей среды от +25 до −20 °C (в более широком интервале проверить не удалось). Подстроечный резистор R5 — из серии СП5. Такой резистор позволяет получить долговременную и точную установку частоты.

При налаживании генератора сначала замыкают конденсатор C3 и подключают осциллограф к выводам резистора R6. Плавно вращая винт резистора R5, находят резонанс по резкому увеличению амплитуды напряжения на экране. Удаляют замыкающую перемычку с конденсатора C3 и, вращая винт резистора R5 на несколько оборотов в обе стороны от найденного положения, убеждаются, что "захват" резонансной частоты надежен.

Приемник улавливает акустические колебания ультразвуковой частоты и вырабатывает сигнал при резком изменении амплитуды этих колебаний. Принципиальная схема приемника изображена на рис. 3. Микрофон BM1 преобразует акустические колебания в электрические. На транзисторе VT1 выполнен предусилитель, а на ОУ DA1 — основной усилитель сигнала.

После детектирования (цепью VD2R7C2) сигнал дополнительно усиливает ОУ DA2.1, после чего он поступает на вход компаратора напряжения, собранного на ОУ DA2.2. К выходу компаратора подключают логическое устройство.

Без диода VD1 ступень на ОУ DA1 представляла бы собой обычный усилитель

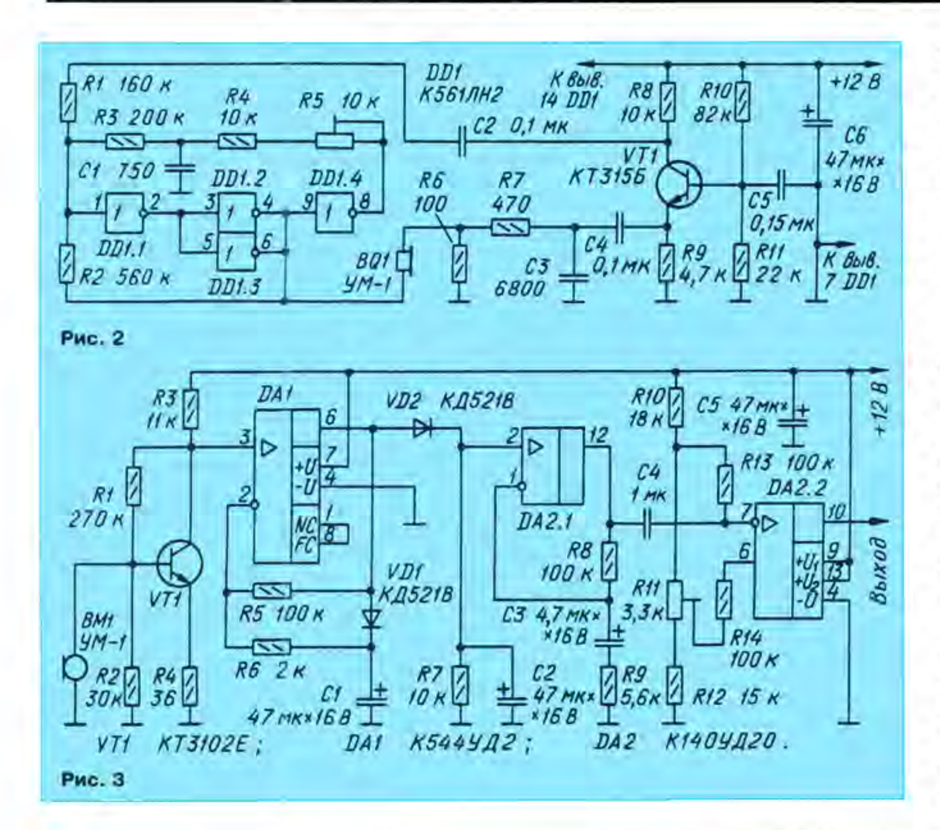



Рис. 2

Рис. 3

стационарна, на выходе ОУ DA2.1 присутствует некоторое постоянное напряжение. На инвертирующем входе компаратора напряжение больше, чем на неинвертирующем, поэтому на выходе приемника — низкий уровень. Всякие перемещения в охраняемой зоне вызовут многократное переключение компаратора DA2.2. Подстроечным резистором R11 можно регулировать порог срабатывания компаратора, т. е. фактически чувствительность системы в целом.

Транзистор VT1 должен иметь большой статический коэффициент передачи тока, желательно — не менее 400. Кроме того, он должен быть малошумящим. Вместо КТ3102Е подойдут транзисторы КТ3102Г и КТ342В. ОУ DA1 необходим быстродействующий, с полевыми транзисторами на входе; здесь, кроме указанного, подойдет К574УД1А. К ОУ DA2 требования не столь жестки; можно использовать К1408УД2 (цоколевка та же) или два одиночных ОУ широкого применения — К140УД6, К140УД7, К140УД12, К140УД14 и т. д.

Налаживание начинают с проверки уровня постоянной составляющей на коллекторе транзистора VT1 (6...7,5 В). При необходимости подбирают резистор R2. Далее при включенном генераторе проверяют правильность работы ОУ DA1 по графикам на рис. 4. В заключение проверяют работу ОУ DA2.1 и компаратора DA2.2.

Вообще говоря, охранная система может работать и без логического устройства, достаточно к выходу приемника подключить, например, сирену (через усилитель тока, разумеется). Но тогда появляется серьезная проблема ложных срабатываний, которые способны вывести из терпения как владельца автомобиля, так и его соседей. Уменьшить вероятность ложных срабатываний из-за сквозняков и случайных сотрясений кузова можно, по-видимому, увеличением зоны нечувствительности компаратора (резистором R11 в приемнике). Однако, как показала практика, помехозащищенность при этом почти не увеличивалась, а вот чувствительность приемника падала существенно.

Дело в том, что при движении в охраняемом пространстве крупного предмета приемник вырабатывает целую серию импульсов, тогда как значительная часть случайных помех содержит, как правило, не более одного—двух мощных импульсов. Логическое устройство (его схема изображена на рис. 5) построено так, что оно вырабатывает сигнал тревоги только по приходе от 2 до 10 импульсов подряд. Конкретное их число, необходимое для срабатывания устройства, задают переключателем SA1. При этом вместе с незначительным уменьшением чувствительности резко увеличивается помехозащищенность.

Такой алгоритм работы обеспечивают триггер Шмитта на элементах DD1.1, DD1.2, одновибратор на триггере DD2.1 [3] и счетчик DD3. Триггер Шмитта обеспечивает крутые фронт и спад импульсов, а одновибратор задает отрезок времени, в течение которого счетчик DD3 ведет подсчет этих импульсов.

В исходном состоянии высокий уровень на прямом выходе триггера DD2.1 блокирует счетчик. После прихода с приемника первого импульса триггер DD2.1 на 1,5 с изменяет свое состояние и разрешает счетчику начать подсчет импульсов.

переменного напряжения с коэффициентом передачи, заданным резисторами R5 и R6 (в рассматриваемом случае около 50). Дело в том, что амплитуда ультразвукового сигнала на коллекторе транзистора VT1 очень непостоянна, она может меняться примерно от 5 до 500 мВ. Сильный сигнал таким усилителем будет неминуемо ограничен.

В результате приемник потеряет чувствительность к небольшим колебаниям амплитуды сигнала на входе, что снизит общую эффективность охранного устройства. Можно, конечно, понизить коэффициент усиления ОУ DA1, но тогда резко упадет чувствительность охранного устройства к слабым сигналам. Введение же ручной регулировки усиления усложнит налаживание системы охраны на объекте.

Итак, здесь требуется эффективный автоматический регулятор усиления (АРУ) с большой постоянной времени. Обычный АРУ, например, на полевом транзисторе, заметно усложнил бы устройство. Введение же диода VD1, не внося усложнения, уменьшает вероятность перегрузки усилителя практически до нуля.

Диод VD1 серьезно изменяет логику работы ступени на ОУ DA1. Если без диода постоянная составляющая сигналов на неинвертирующем входе (выв. 3) и выходе ОУ одинакова, то с диодом равными стали максимальные ("верхние") значения напряжения сигнала (точнее, выходной сигнал примерно на 0,6 В больше из-за падения напряжения на диоде VD1). Так как постоянная составляющая на указанном входе ОУ DA1 примерно равна 7,5 В, а размах переменной составляющей невелик — десятки, максимум сотни милливольт, — максимумы выходного сигнала находятся на практически постоянном уровне.

На рис. 4 показано изменение выходного сигнала ОУ DA1 во времени в зависимости от амплитуды переменной составляющей на его входе. График 1 — выходной сигнал при отсутствии переменной составляющей на входе (отключен датчик или выключен генератор); график 2 — при слабом входном сигнале, а 3 — при сильном. Видно, что при сильном сигнале на входе выходной сигнал ограничен снизу, однако это не мешает нормальной работе приемника. Рис. 4 соответствует стационарной интерференционной картине волн в охраняемой зоне сторожа.

Если же что-то начнет перемещаться, амплитуда ультразвуковых колебаний в месте установки микрофона будет резко меняться. Постоянная времени цепи VD1,C1,R6,R5 велика, поэтому обратная связь не будет успевать отслеживать эти изменения. Значит, уровень максимумов сигнала на выходе ОУ тоже будет изменяться. Так как постоянная времени детектора VD2C2R7 в 10 раз меньше, на неинвертирующем входе ОУ DA2.1 (выв. 2) появится сигнал, изменяющийся в такт с резкими изменениями амплитуды ультразвуковых колебаний. Этот сигнал после усиления ОУ DA2.1 (примерно в 20 раз) поступает на компаратор, выполненный на ОУ DA2.2.

Когда обстановка в охраняемой зоне

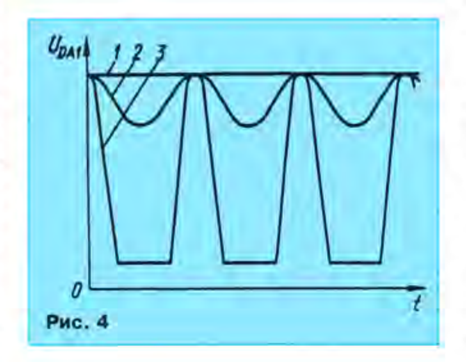
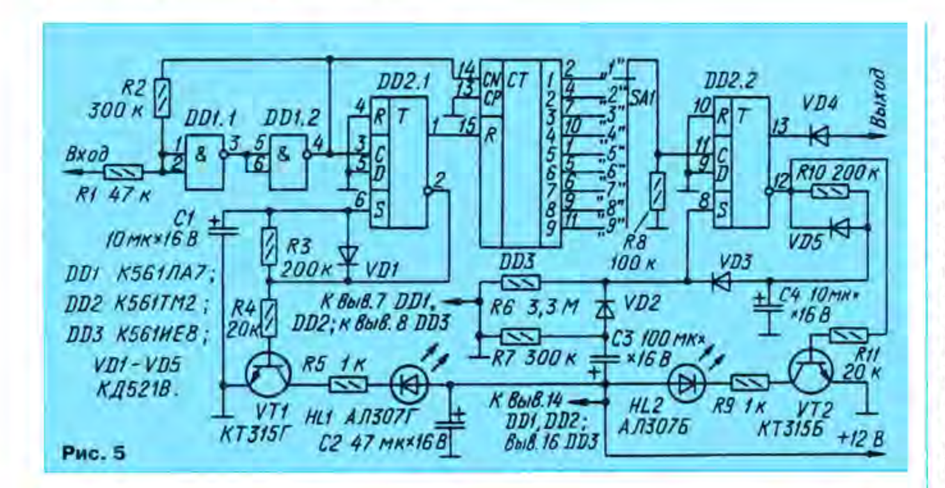



Рис. 4


Рис. 5

Благодаря вносимой триггером DD2.1 задержке первый импульс не изменяет состояния счетчика, зато второй импульс переводит счетчик в состояние 1; третий — в состояние 2 и т. д.

Предположим, переключатель SA1 установлен в положение "5". До прихода с приемника серии импульсов на выходе 5 счетчика действует низкий уровень. Первый пришедший импульс запускает одновибратор, а следующие переводят счетчик DD3 последовательно в состояния 1, 2, 3 и далее, пока, наконец, шестой импульс не переведет счетчик в состояние 5. Появившийся на выходе 5 счетчика DD3 высокий уровень запускает второй одновибратор, собранный на триггере DD2.2. С выхода этого одновибратора сигнал тревоги поступает на исполнительное тревожное устройство.

В случае, если за 1,5 с на вход логического устройства поступит менее 6 импульсов, сигнал тревоги не будет сформирован и устройство вернется в дежурный режим. Подбирая положение переключателя SA1, можно получить оптимум чувствительности и помехозащищенности.

Одновибратор DD2.2 предназначен для согласования ультразвукового охранного устройства с исполнительным устройством, которым может служить один из автосторожей, описанных в журнале "Радио". Цепь R10C4 задает длительность импульса тревоги, при указанных на схеме номиналах она равна примерно 1,5 с. Большинство автосторожей некритично к длительности этого сигнала.

Цепь C3,R7,VD2 блокирует прохождение сигнала тревоги на исполнительное устройство в первые 15 с после подачи питания. Светодиод HL1 индицирует появление первого импульса с приемника, а HL2 — появление сигнала тревоги на выходе логического устройства. Транзисторы VT1 и VT2 — усилители тока, питающего светодиоды.

Микросхемы серии К561 можно заменить соответствующими из серий 564, КР1561. Переключатель SA1 может быть и на меньшее число положений, например на 5. В этом случае его контакты целесообразно подключить к выходам 2, 3, 5, 7, 9 счетчика DD3. Собранное безошибочно и из исправных деталей логическое устройство налаживания не требует.

Независимо от условий применения охранной системы приемник желательно поместить в экранирующую коробку. Все неиспользованные входы микросхем КМОП обязательно надо подключить либо к общему, либо к плюсовому проводу питания. В автомобильном варианте системы генератор с излучателем и приемник часто объединяют в один блок. При этом акустические оси излучателя и датчика располагают в одной плоскости так, чтобы они слегка расходились; угол расхождения — от 0 до 30°. Блок желательно располагать в передней части салона, около зеркала заднего вида, направив оси излучателя и микрофона назад.

Возможны и другие конструктивные варианты, например, общий блок с выносными излучателем и микрофоном. В этом случае провода, соединяющие их с блоком, должны быть экранированными и возможно более короткими. Перед окончательным выбором места установки стоит попробовать различные варианты. Логическое устройство целесообразно установить в скрытом месте. Очень удобно, если оно выполнено в едином блоке с исполнительным тревожным устройством.

В качестве практического примера рассмотрим подключение ультразвуковой охранной системы к автосторожу, описанному в [3]. Для этого в автосторож между общей точкой резисторов R4, R5 и выводом 4 (обозначения по схеме в указанной статье) следует включить любой маломощный диод анодом к резисторам. После этого выход логического устройства подключают к общей точке вновь введенного диода и резисторов R4, R5 автосторожа. Питание на ультразвуковой блок подают с автосторожа.

В заключение регулируют чувствительность ультразвуковой охранной системы. Для этого на нее подают питание и, вращая движок подстроечного резистора R11 приемника, добиваются, чтобы при возможно более высокой чувствительности устройство не давало бы срабатываний при отсутствии перемещений в охраняемом пространстве. Индикатором срабатывания служит светодиод HL1. После этого переключателем SA1 устанавливают оптимальную чувствительность устройства в целом. Сигнал тревоги поступит на автосторож, когда вслед за HL1 включится и светодиод HL2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков А. Мостовой генератор для УЗ пьезоизлучателя. — Радио, 1995, № 6, с. 34, 35.
2. Алексеев С. Формирователи и генераторы на микросхемах структуры КМОП. — Радио, 1985, № 8, с. 31—35.
3. Бирюков С. Усовершенствование автосторожа "Сюрприз". — Радио, 1993, № 8, с. 34—36.

В значительной части переносных радиоприемников и магнитофонов работают динамические головки со звуковыми катушками сопротивлением 8 Ом при напряжении источника питания 9 В. Максимальный ток, потребляемый их бестрансформаторными усилителями мощности, достигают 0,4...0,5 А. Тем не менее регулирующий транзистор стабилизатора источника насыщается при меньшем токе нагрузки ($I_{макс}$ < 0,2 А). В этом случае резко увеличивается размах пульсаций выходного напряжения, что является причиной ухудшения качества как радиоприема, так и воспроизведения звука [1]. Лучшее средство избежания таких явлений — увеличение запаса мощности источника питания.

На рис. 1 приведены нагрузочные характеристики двух промышленных блоков питания: БП 9/60 — специализированного источника для радиоприемников типа "ВЭФ" и ИПС-9/0,1 — источника общего применения, снабженного двухпроводным выходным кабелем сопротивлением $R_{а.к}$ около 0,2 Ом. Для обоих источников характерна абсолютная нестабильность выходного напряжения $\Delta U_{вых}$, увеличивающаяся с ростом выходного тока $I_{вых}$. Значение $\Delta U_{вых}$ у ИПС-9/0,1 больше, чем у БП-9/60, особенно в области больших значений $I_{вых}$. Причина тому — $R_{а.к}$, которое добавляется к выходному сопротивлению стабилизатора ($R_{вых}$). Очевидно, что у этих блоков общая относительная нестабильность $\Delta U_{вых}/U_{вых} \approx 10\%$. Серьезный недостаток некоторых промышленных блоков питания — отсутствие средств защиты при коротких замыканиях в нагрузке.

Предлагаемый источник питания (рис. 2) проверен в работе с различной аппаратурой в течение более десяти лет. Он рассчитан на присоединение двухпроводным кабелем и обеспечивает выходное напряжение 5...12 В при токе до 0,8 А. Источник, обладающий повышенной стабильностью выходного напряжения при изменениях тока нагрузки и надежно защищенный от замыканий, представляет собой последовательный компенсационный стабилизатор напряжения. Цепь обратной связи стабилизатора образуют делитель напряжения R4R5R8 и транзистор VT6.

Источник образцового напряжения, выполненный на стабилитроне VD4 и резисторе R6, питается выходным напряжением стабилизатора. Стабилитрон VD2, транзистор VT1 и резисторы R1, R2 образуют источник тока, являющийся нагрузкой транзистора VT6. Устойчивость работы стабилизатора обеспечивается конденсаторами C4 и C5.

Подробно работа компенсационного стабилизатора описана в [2].

В блоке использован сетевой трансформатор ТС-14-2 или другой, обмотка II которого обеспечивает переменное на-

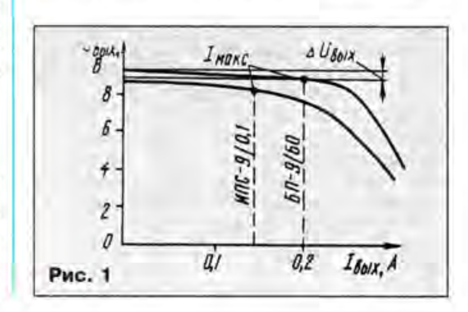


Рис. 1

# СЕТЕВОЙ БЛОК ПИТАНИЯ ПЕРЕНОСНОЙ РАДИОАППАРАТУРЫ

***Д. ДАНЮК, Г. ПИЛЬКО, г. Киев***

*Авторы публикуемой здесь статьи предлагают устройство для питания переносной радиоаппаратуры, в котором учтены недостатки, присущие многим промышленным устройствам подобного назначения.*

пряжение 16...18 В при токе до 1 А. На холостом ходу ток первичной обмотки не превышает 25 мА. Конденсатор C1, шунтирующий обмотку II, предотвращает возникновение интерференционных помех при закрывании диодов выпрямительного моста VD1.

Электронная система защиты источника от замыкания выхода выполнена по типу RS-триггера с запуском в цепи базы транзисторов [3]. Отличается от аналогичных тем, что функцию нагрузки транзистора VT3 выполняют цепь смещения VD2R1 и эмиттерный переход транзистора VT2, а транзистор VT2 нагружен источником тока VT1 и входом регулирующего составного транзистора VT4VT5. Начальную установку триггера защиты осуществляют кнопкой SB1, а возврат в исходное состояние — сигналом на базу транзистора VT3 через резистор R7.

**Рис. 2**

Действие системы защиты поясняет нагрузочная характеристика источника, приведенная на рис. 3,а. Она соответствует $U_{вых}$=9 В при R10=0. Порог срабатывания защиты $U_п$=3,3...4 В задается, главным образом, напряжением открывания стабилитрона VD3. Сравнение характеристик с рис. 3,а для R10=0 и R10=0,2 Ом показывает, что компенсация позволила уменьшить нестабильность $U_{вых}$ в интервале $0<I_{вых}\leq 1$ А примерно в 10 раз.

После включения питания тумблером SA1 (КМ-1-1) система находится в исходном состоянии: ток через стабилитрон VD3 и светодиод HL1 и падение напряжения на резисторе R9 близки к нулю, а транзистор VT3 и регулирующий VT4VT5 закрыты. Ток, текущий через стабилитрон VD2 и резистор R1, поддерживает транзистор VT2 в насыщении.

При нажатии на кнопку SB1 транзистор VT2 закрывается, вследствие чего коллекторный ток транзистора VT1 переключается в цепь базы транзистора VT5 и переводит регулирующий элемент в режим стабилизации выходного напряжения. Когда напряжение на конденсаторе C5 превысит пороговое, транзисторы VT3 и VT6 открываются. Устройство при этом изменяет исходное состояние и фиксирует режим стабилизации выходного напряжения. Одновременно загорается светодиод HL1.

При перегрузке по току линейный режим стабилизации нарушается и на выходе устройства появляются пульсации напряжения большой амплитуды. Когда при пульсациях выходное напряжение становится меньше порогового, транзистор VT3 закрывается, а транзистор VT2 открывается. В результате регулирующий транзистор VT4VT5 закрывается и устройство возвращается в исходное состояние, в котором оно было до нажатия на кнопку "Пуск". Светодиод HL1 гаснет.

Такая защита удобна для маломощных стабилизаторов, способных при замыкании выхода ограничивать выходной ток на уровне, не позволяющем в течение хотя бы нескольких секунд выйти из строя регулирующему транзистору из-за превышения допустимой мощности. Она может быть использована и с микросхемными стабилизаторами серии К142 [4].

Отличительной особенностью описываемого источника является положительная ОС по току, компенсирующая падение напряжения на выходном кабеле (рис. 3,б). Положительная ОС осуществляется через резистор R10, включенный в разрыв общего провода стабилизатора. Компенсация достигается за счет того, что с увеличением $I_{вых}$ падение напряжения на резисторе R10 уменьшает напряжение на базе транзистора VT6 относительно образцового напряжения на стабилитроне VD4. При снижении напряжения на базе транзистора VT6 уменьшается его коллекторный ток и растет ток базы транзистора VT5. В результате падение напряжения на регулирующем транзисторе уменьшается, тем самым компенсируя падение напряжения на выходном кабеле, равное $I_{вых}R_{а.к}$ [2].

При настройке устройства достаточно достичь точной компенсации $\Delta U_{вых}$ только в одной точке нагрузочной характеристики, которую выбирают при $I_{вых}\approx I_{макс}$. Делают это подбором резистора R10. Необходимое сопротивление этого резистора можно ориентировочно выбрать из условия компенсации $\Delta U_{вых}$: $R10>U_о(R_т+R_{а.к}\cdot K_U)/(K_U U_{вых}-U_о)$. Здесь: $K_U$=30 — коэффициент стабилизации по напряжению при $I_{вых}=I_{макс}$=0,8 А, $R_т$=10 Ом, $R_{а.к}$=0,16 Ом, $U_о$=3,3 В, $U_{вых}$=9 В. Расчетное сопротивление R10 ≈ 0,18 Ом.

Конструктивно резистор R10 выполнен как бифилярная катушка, намотанная проводом ПЭВКТ-1 диаметром 0,2 мм на корпусе резистора МЛТ-1. Можно также использовать медные провода диаметром меньше 0,1 мм.

Детали источника смонтированы на плате размерами 165×70 мм. Транзистор VT4 установлен на теплоотводе площадью 70 см$^2$.

Для $I_{вых}$=0 источник обеспечивает: $K_U$>170, двойную амплитуду пульсаций $U_{вых}$<6 мВ, ток потребления — 27 мА. Интервал регулировки выходного напряжения: 4,5 В<$U_{вых}$<12,6 В. При $U_{вых}$=9 В максимальный коэффициент полезного действия — 45%.

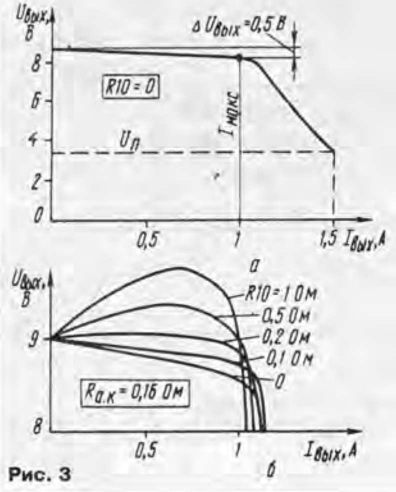



**Рис. 3**

ЛИТЕРАТУРА

1. Соболевский А. Г. Почему появились искажения? — М.: Радио и связь, 1985.

2. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Под редакцией: Додик С. Д., Гальперин Е. И. — М.: Сов. радио, 1969.

3. Danuk D. L., Pilko G. V. // Flip-Flop PSU Protection.// Electronics World + Wireless World. 1992. March. P. 211.

4. Данюк Д. Л., Пилько Г. В. Триггерная защита на К142ЕН1А. — К.: РадиоАматор, 1994, № 12, с. 23.

# ТЕРМОРЕЗИСТОР — ОГРАНИЧИТЕЛЬ ПУСКОВОГО ТОКА ЛАМПЫ НАКАЛИВАНИЯ

**_В. ВЯХИРЕВ, М. ДУХНОВСКИЙ, г. Москва_**

*Вопрос ограничения пускового тока, характерного для некоторых видов нагрузки, сейчас уже не нов. Напомним, что в журнале "Радио" еще в 1988 г. была помещена статья М. Франке (в разделе "За рубежом", в № 10, с. 61), посвященная "мягкому" включению ламп накаливания. В дальнейшем эту тему настойчиво развивал В. Банников (см., в частности, его статью "Защита электроосветительных приборов" в "Радио", 1990, № 12, с. 53). Авторы названных статей решали задачу ограничения пускового тока "электронным" способом, т. е. введением в цепь нагрузки электронного узла, способного изменять свое сопротивление по требуемому закону. Помещенная ниже статья знакомит читателей с другим решением этой задачи.*

Пусковой ток лампы может быть ограничен на безопасном уровне, если на время разогревания ее спирали в цепь ввести токоограничительный резистор, который затем, после разогревания спирали, замкнуть. Эта же цель достигается включением последовательно с лампой элемента, имеющего отрицательный температурный коэффициент сопротивления (ТКС). Таким элементом является терморезистор, или, как его еще называют, термистор. В момент включения лампы ток в цепи будет ограничен значительным сопротивлением холодного терморезистора, который при этом быстро разогревается. После его разогревания ток лампы уже будет определять сопротивление спирали, которая к тому времени тоже разогреется и увеличит свое сопротивление (примерно в 10 раз).

Следовательно, при правильно подобранных параметрах терморезистора пусковое значение тока будет снижено в несколько раз. Это предотвратит локальный перегрев "слабых" участков спирали лампы, их дальнейшее разрушение и позволит продлить срок ее службы. Уменьшатся электромагнитные помехи и другие отрицательные явления, связанные с резким изменением тока в сети. А некоторая "плавность" в нарастании освещенности, если она возникнет, скорее всего станет приятной для глаз.

К терморезистору — ограничителю пускового тока лампы накаливания — предъявляется ряд очевидных требований.

Во-первых, нужно следить, чтобы терморезистор нагревался и остывал за время, сравнимое с временем разогревания спирали лампы. В противном случае он не сможет эффективно ограничивать ток на всем участке быстрого увеличения температуры спирали, а также не будет готов к выполнению своей функции в течение некоторого времени после выключения лампы.

Во-вторых, начальное сопротивление терморезистора должно позволять снизить пусковой бросок тока в момент включения лампы не менее чем в три раза, иначе защитный эффект будет незначительным.

В-третьих, сопротивление нагретого терморезистора во время горения лампы не должно быть более 1...2% сопротивления лампы, это исключит заметное уменьшение напряжения на самой лампе, могущее привести к понижению температуры ее спирали. Известно, что световое излучение лампы имеет резкую зависимость (четвертой степени) от температуры спирали; так, пятипроцентное уменьшение напряжения уменьшит, как минимум, на 20% световой поток от лампы.

В-четвертых, мощность, рассеиваемая нагретым терморезистором, не должна превышать предельного значения (для приборов из различных материалов эти значения разные).

И, наконец, пятое требование — их невысокая стоимость.

Из серийно выпускаемых в настоящее время терморезисторов не удалось най-

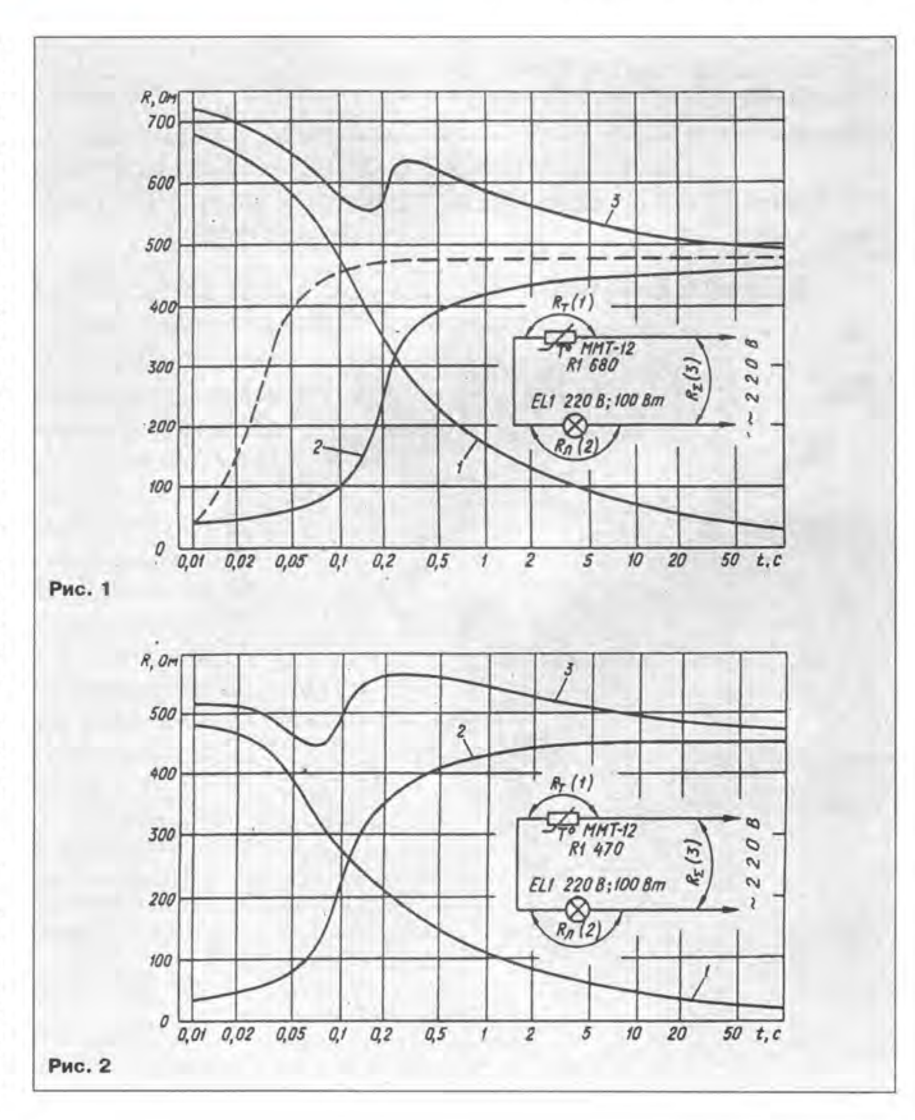


Рис. 1


Рис. 2

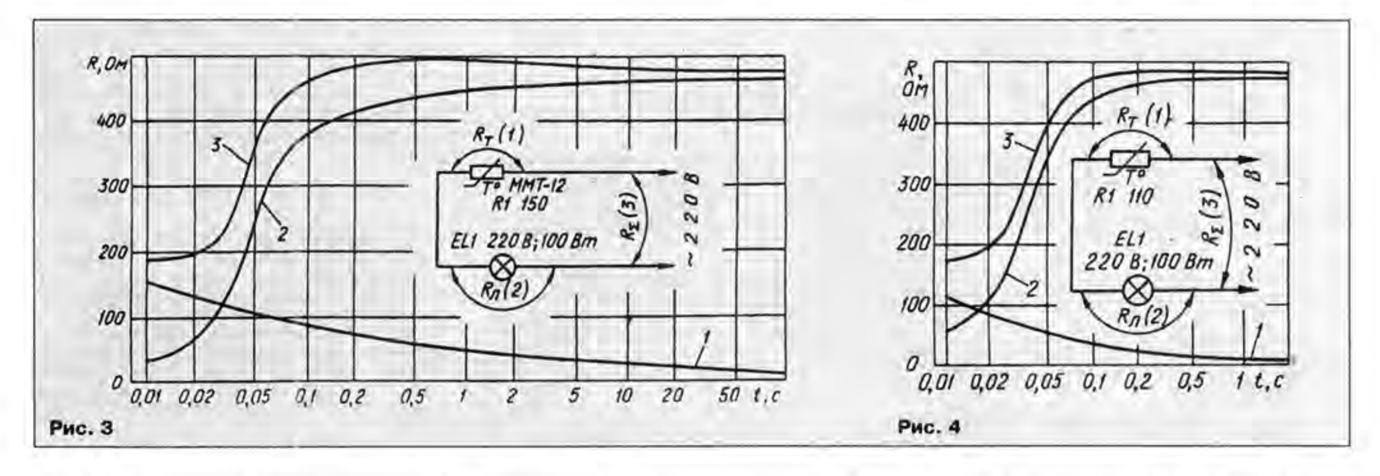


Рис. 3

Рис. 4

ти прибор, полностью удовлетворяющий этим требованиям. Однако некоторые из них, например, ММТ-12 сопротивлением 680, 470 и 150 Ом, оказались пригодными для изучения переходных процессов в цепи лампы при ее включении. Эти приборы мы включали в испытательную цепь последовательно с лампой мощностью 100 Вт, питаемую от сети переменного тока напряжением 220 В.

На рис. 1—3 показаны экспериментально снятые временные зависимости сопротивления с момента включения в сеть испытательной цепи терморезисторов (кривые 1) и лампы (кривые 2), а также суммарного сопротивления цепи (кривые 3). На рис. 1 для сравнения штриховой линией изображена такая же зависимость сопротивления этой же лампы в отсутствие в ее цепи терморезистора. Кривая показывает, что время полного разогревания спирали лампы равно примерно 0,3 с.

Рассмотрев кривые 1 на рис. 1—3, можно заключить, что терморезисторы ММТ-12 разогреваются протекающим током за 10...80 с, т. е. время их разогревания в 30...270 раз больше, чем спирали лампы. Эти приборы обладают большой массой (1,7 г), с чем именно и связана их большая тепловая инерционность. И хотя потеря яркости лампы (из-за существенной доли падающего на разогретых терморезисторах напряжения) почти незаметна на глаз, их вряд ли можно рекомендовать для широкого применения.

Графики на рис. 1—3 показывают также, что с уменьшением номинала терморезистора эффективность ограничения начального тока лампы снижается. В испытательной цепи с терморезистором сопротивлением 680 Ом ток в момент включения несколько меньше, чем в установившемся режиме, и увеличивается по мере разогревания терморезистора и спирали лампы. При терморезисторе с номиналом 470 Ом общее сопротивление и, следовательно, ток почти не изменяются, при 150 Ом ток в момент включения примерно в четыре раза превышает установившееся значение. Выходит, что низкоомные терморезисторы из серии ММТ-12 менее пригодны для ограничения начального тока лампы мощностью около 100 Вт.

Однако при использовании терморезисторов этой серии сопротивлением более 1000 Ом, на них выделяется слишком большая мощность, приводящая к разрушению приборов. То же произойдет при повышении мощности лампы. С точки зрения потребляемой мощности необходим терморезистор с наименьшим сопротивлением в установившемся режиме (соответствующем конечному участку кривых 1). На низкоомном терморезисторе к тому же меньше падение напряжения.

Как видим, решение задачи сводится к определению некоего компромисса между двумя противоречивыми требованиями.

Нами изготовлены экспериментальные образцы терморезисторов из кремния, специально предназначенных для ограничения начального тока ламп накаливания мощностью 60...150 Вт. Масса одного прибора примерно равна 0,007 г, начальное сопротивление 110 Ом. Из рис. 4 видно, как изменяется сопротивление такого терморезистора, включенного последовательно в цепь лампы накаливания мощностью 100 Вт (кривая 1), лампы накаливания (кривая 2) и суммарное — лампы и терморезистора (кривая 3). Конечное сопротивление его равно 11 Ом. Это хотя меньше, чем у ММТ-12 (соответственно — 28, 24 и 21 Ом в том порядке, как на рис. 1—3), но все же довольно велико — около 2% от сопротивления нагретой лампы.

В ближайшее время мы предполагаем изменить конструкцию терморезистора с целью значительно снизить (в 3...8 раз) его сопротивление, а значит, и потребляемую мощность в нагретом состоянии.

Для кардинального уменьшения сопротивления терморезистора в нагретом состоянии перспективны, на наш взгляд, два направления работы. Первое — установка терморезистора в баллоне лампы вблизи спирали и использование для его нагревания не только джоулевого тепла, но и тепла излучения спирали лампы. Второе — создание комбинированной конструкции — совместно работающих на одном кремниевом кристалле терморезистора и симистора. В этой структуре носители заряда, генерируемые в результате разогревания зоны терморезистора, будут диффундировать в зону симистора и открывать его, а терморезистор, шунтированный симистором, после этого остынет и не будет потреблять мощности. ■

## ОБМЕН ОПЫТОМ

# ЗАМЕНА ДАТЧИКА

В течение первого года эксплуатации магнитофона-приставки "Вега МП-122С" дважды возникали отказы, связанные с выходом из строя индукционного датчика в стабилизаторе частоты вращения двигателя ведущего вала. Учитывая дефицит таких датчиков в мастерских, а также высокую стоимость ремонта, предлагаю вариант замены датчика скорости типа "Старт ДС-4" универсальной магнитной головкой от старого катушечного монофонического магнитофона, например от "Чайки-66".

Чтобы после установки ее рабочий зазор был расположен ближе к середине зубчатой поверхности маховика ведущего вала, следует перевернуть головку в экране на 180°, а также обрезать выступающую часть экрана. Экран с головкой устанавливают на посадочное место штатного датчика. Положение головки регулируют смещением ее в экране или самого экрана так, чтобы между поверхностью головки и зубцами маховика вала был зазор 0,2...0,4 мм.

После установки ЛПМ на место следует проверить скорость вращения ведущего вала и, если необходимо, произвести корректировку скорости резистором R28.

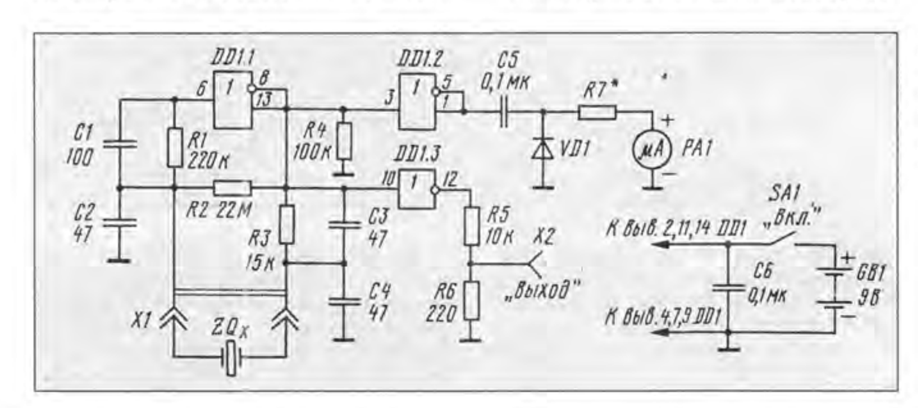
В таком варианте ремонта можно использовать в качестве датчика любые универсальные высокоомные головки от ламповых магнитофонов, отличающиеся высокой чувствительностью при большой высоте набора сердечника. Ширина зазора магнитной головки не критична, важно лишь, чтобы вся рабочая поверхность головки была ровной. При наличии выработки выступающую поверхность необходимо снять мелкой наждачной бумагой или камнем. Размер экрана по высоте должен быть не более 20 мм.

**А. КИРСАНОВ**

*г. Пятигорск*

# ИСПЫТАТЕЛЬ КВАРЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Для упрощения проверки кварцевых резонаторов рекомендуем воспользоваться устройством, схема которого приведена на рисунке. При собственной емкости монтажа устройства не более 30 пФ удается осуществить проверку работоспособности кварцевых резонаторов с частотами от 40 кГц до 20 МГц без изменения параметров элементов.




На двух МОП-транзисторах элемента DD1.1 выполнен автоколебательный генератор, в цепь положительной обратной связи которого включен испытуемый кварцевый резонатор. Возбуждение генератора происходит на собственной резонансной частоте кварца.

Генерируемые колебания через буферный каскад на элементе DD1.3 выводятся на контрольное гнездо X2, к которому можно подключить частотомер или осциллограф.

Через элемент DD1.2 сигнал поступает на микроамперметр PA1. Он выполняет роль индикатора генерации. Резистор R7 подбирают к выбранной измерительной головке так, чтобы при генерации устройства с образцовым кварцевым резонатором стрелка измерителя отклонялась почти на всю шкалу. Кварцевый резонатор с меньшей добротностью обеспечит генерацию с меньшей амплитудой, поэтому и показания индикатора будут меньшими.

*"Электроника", 1993, № 5, 6, с. 66.*

**Примечание редакции.** В конструкции устройства вместо рекомендованной микросхемы подойдет отечественная К176ЛП1; можно использовать керамические или стеклокерамические конденсаторы, резисторы с любой мощностью рассеивания; диод VD1 — германиевый, импульсный маломощный, например, ГД403, ГД507, Д9 с любыми буквенными индексами. Ток полного отклонения стрелочной измерительной головки 200...500 мкА.

# МОЩНЫЕ ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ТКС

По определению ГОСТ 21414—75, терморезистор — это полупроводниковый резистор, основное свойство которого заключается в способности изменять свое электрическое сопротивление при изменении его температуры. Самыми первыми устройствами, где эти приборы нашли применение в качестве чувствительных датчиков, были измерители и регуляторы температуры. Для этой цели в настоящее время промышленность выпускает миллионы разнообразных терморезисторов, используемых во всех отраслях техники в самом различном оборудовании, установках и аппаратах, начиная от систем управления космическими кораблями, автомобильными двигателями, воздушными кондиционерами и кончая устройствами защиты электродвигателей от перегревания.

Все многообразие известных в настоящее время вариантов технического применения терморезисторов базируется на четырех основных принципах их работы. По этому признаку все варианты также делят на четыре условные группы.

К первой относят те, в которых сопротивление прибора изменяется вследствие изменения температуры или других параметров окружающей среды. Протекающий через прибор ток столь мал, что практически не может его разогреть и служит лишь для измерения сопротивления. Рабочим участком ВАХ терморезистора выбирают обычно ее линейный участок (0А на рис. 1), на котором с большой степенью точности выполняется закон Ома. В эту группу входят измерители температуры, влажности и других параметров, узлы температурной компенсации и стабилизации в различной аппаратуре.

Вторая группа — устройства, в которых сопротивление терморезистора изменяется вследствие разогревания его протекающим током; колебания температуры окружающей среды имеют второстепенное значение. Рабочим здесь служит участок ВАХ, на котором дифференциальное сопротивление прибора отрицательно (БВ на рис. 1). К этой группе относят узлы защиты от превышения напряжения, переключающие устройства, реле времени, ограничители тока, узлы термостабилизации в генераторах и др.

Третья группа объединяет признаки первых двух. Прибор может быть значительно нагрет током, но тепловой баланс и, следовательно, сопротивление в заметной степени зависят и от влияния окружающей среды. На этом основано действие газоанализаторов, устройств температурного контроля и пожарной сигнализации, использующих возникновение релейного эффекта при определенной температуре.

Для устройств четвертой группы характерно нагревание терморезистора значительно выше окружающей температуры, однако в этом случае его сопротивление определено током, протекающим через специальную подогревную обмотку, электрически изолированную от терморезистора. Такие приборы принято называть терморезисторами с косвенным подогревом. Их используют как бесконтактные переменные резисторы, в узлах термостабилизации амплитуды сигнала, в измерителях скорости течения жидкости и газа, в регуляторах усиления в аппаратуре телефонной связи.

История терморезисторов началась в 1833 г., когда М. Фарадей обнаружил отрицательный температурный коэффициент сопротивления (ТКС) у сульфида серебра. Современные приборы с отрицательным ТКС изготавливают из оксидных систем никель—марганец—медь, никель—марганец—кобальт—медь, марганец—медь, кобальт—медь и др.

Полупроводниковые терморезисторы имеют ряд серьезных преимуществ в сравнении с другими термодатчиками — ртутными термометрическими, термопарами и т. д. Здесь следует отметить в первую очередь высокую термочувствительность, достигающую 8 %/°С. Это позволяет получить высокую точность измерения параметров (например температуры) при сравнительно низкой чувствительности измерительного аппарата.

Малые габариты терморезисторов обеспечивают их небольшую тепловую инерцию, а широкий выбор формы и размеров — удобство монтажа даже в труднодоступных местах. Широкий интервал значений сопротивления терморезисторов — вплоть до десятков мегаом — позволяет пренебречь сопротивлением контактов и подводящих проводников.

Важнейшей характеристикой терморезистора является температурная зависимость сопротивления. На рис. 2 в качестве примера показаны эти зависимости для терморезисторов ТР-10 сопротивлением 10 и 330 Ом.

К основным параметрам приборов следует, в первую очередь, отнести номинальное сопротивление, $R_н$ (Ом) — электрическое сопротивление, измеренное при нормальной температуре $T_н$ (обычно при 20 °С, иногда при 25 °С). Статическое сопротивление $R_T$ терморезистора с отрицательным ТКС в рабочем температурном интервале изменяется по следующему закону:

$$R_T = R_н\, e^{(B/T - B/T_н)},$$

где T — текущее значение температуры прибора в К; переход от шкалы Цельсия к шкале Кельвина описывает соотношение: T(K) = 273,15 + T(°C); $R_н$ — соответствующее ему значение сопротивления; B — постоянная, характеризующая материал, из которого выполнен прибор; она определяет, какую энергию необходимо затратить, чтобы перевести электроны полупроводникового материала в энергетическое состояние проводимости; численное значение постоянной, выраженное в градусах Кельвина, указывают в технических условиях.

ТКС терморезистора, α(%/°С) — отношение первой производной его сопротивления по температуре к сопротивлению при этой температуре (ГОСТ 21414—75). Иначе говоря, выраженное в процентах относительное изменение его сопротивления при изменении температуры на градус Цельсия. Для терморезисторов зависимость ТКС от температуры выглядит так:

$$\alpha = -(B/T^2)100\ \%.$$

ТКС зависит от температуры и характеризует прибор лишь в определенной точке температурного интервала.

Коэффициент рассеяния мощности, Н (Вт/°С) — отношение мощности, рассеиваемой прибором, к изменению его температуры при определенной температуре окружающей среды:

$$H = P/(T - T_{окр.ср}).$$

Коэффициент энергетической чувствительности, G (Вт/%) — величина, численно равная мощности, которую нужно подвести к терморезистору для уменьшения его сопротивления на 1 %:

$$G = \frac{P}{\dfrac{R_1 - R_2}{R_1}100\%},$$

где $R_1$ и $R_2$ — значения сопротивлений до и после подведения мощности P.

Коэффициенты рассеяния мощности и энергетической чувствительности, зависящие от свойств полупроводникового материала терморезистора и характера его теплообмена с окружающей средой, взаимосвязаны следующим соотношением:

$$G = H/\alpha.$$

Теплоемкость терморезистора, С(Дж/°С) — величина, численно равная энергии (тепловой), необходимой для повышения температуры прибора на 1°С.

Тепловая постоянная времени, $t_\tau$(с) — время, в течение которого температура терморезистора изменится (уменьшится) на 63 % от первоначальной разности значений температуры прибора и окружающей среды. Величины С, Н и $t_\tau$ связаны между собой соотношением:

$$t_\tau = C/H.$$

Статическое сопротивление, $R_\tau$ (Ом) — отношение падения напряжения на терморезисторе $U_\tau$ к протекающему через него току $I_\tau$ в установившемся режиме:

$$R_\tau = U_\tau / I_\tau.$$

Статическое сопротивление остается всегда положительным и уменьшается по мере удаления рабочей точки по статической ВАХ от начала координат; оно пропорционально тангенсу угла α (см. рис. 1), образованного осью тока и линией, соединяющей начало координат с рабочей точкой на ВАХ.

Дифференциальное сопротивление терморезистора, $R_{тд}$ (Ом) — величина, равная пределу отношения приращения напряжения на приборе к соответствующему приращению тока через него, ког-

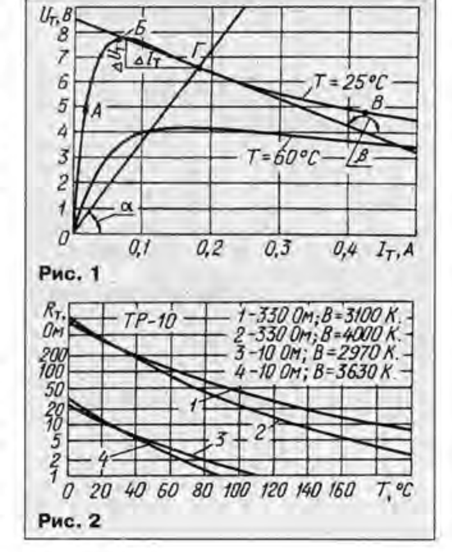


Рис. 1

Рис. 2

Таблица 1

| Терморезистор | Размеры, мм D | b | d | A | Масса, г, не более |
|---|---|---|---|---|---|
| ТР-10-4,7-1,5 | 9 | 3 | 0,8 | 7,5 | 0,6 |
| ТР-10-4,7-3,4 | 13 | 4 | | 9 | 1 |
| ТР-10-5,6-0,6 | 6 | 3 | 0,5 | 4 | 0,4 |
| ТР-10-5,6-6 | 25 | 6 | 0,8 | 10 | 5,3 |
| ТР-10-10-5 | 21 | | | | 4 |
| ТР-10-10-7 | 25 | | | | 6 |
| ТР-10-16-0,3 | 4 | 2,5 | 0,5 | 2,5 | 0,3 |
| ТР-10-16-0,8 | 8 | 3 | | 5 | 0,5 |
| ТР-10-16-1,7 | 9,5 | 4 | 0,8 | 7,5 | 0,8 |
| ТР-10-16-2 | 12 | | | 9 | 1,2 |
| ТР-10-16-3 | 17 | 4,5 | | | 1,9 |
| ТР-10-47-2 | 14 | | | | 0,9 |
| ТР-10-150-3 | 17 | | | | 1,9 |
| ТР-10-330-3 | | | | | |
| ТР-10-510-2 | | | | | |
| ТР-10-820-2 | | | | | |
| ТР-10-1200-2 | | | | | |

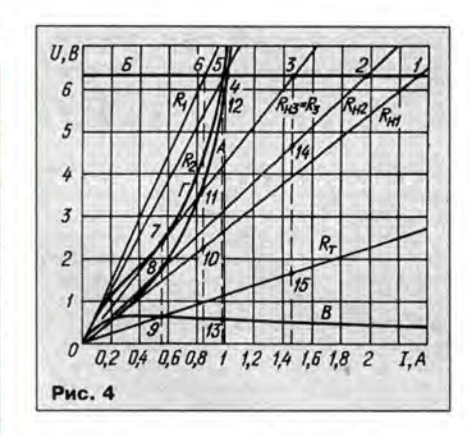


Рис. 4

Таблица 2

| Терморезистор | Номинальное сопротивление при 25 °С, Ом | Допускаемое отклонение сопротивления, % | Максимально допустимый ток, А | ТКС при 25 °С, %/°С | Постоянная материала, К | Коэффициент энергетической чувствительности, мВт/% | Тепловая постоянная времени, с | Коэффициент рассеяния мощности, мВт/ °С | Теплоемкость, Дж/ °С |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ТР-10-4,7-1,5 | 4,7 | ±20 | 1,5 | 3,3...4,1 | 2970...3630 | 3,2 | 52 | 12 | 0,62 |
| ТР-10-4,7-3,4 | | | 3,4 | | | 4,1 | 80 | 15 | 1,2 |
| ТР-10-5,6-0,6 | 5,6 | | 0,6 | 3,6...4,4 | 3195...3980 | 2,2 | 20 | 9 | 0,18 |
| ТР-10-5,6-6 | | | 6 | | | 6,3 | 230 | 25 | 5,75 |
| ТР-10-10-5 | 10 | | 5 | | | 5,8 | 200 | 23 | 4,6 |
| ТР-10-10-7 | | | 7 | | | 6,3 | 230 | 25 | 5,75 |
| ТР-10-16-0,3 | 16 | ±15 | 0,3 | | | 2 | 17 | 8 | 0,14 |
| ТР-10-16-0,8 | | | 0,8 | | | 2,5 | 50 | 10 | 0,5 |
| ТР-10-16-1,7 | | | 1,7 | | | 3 | 60 | 12 | 0,7 |
| ТР-10-16-2 | | | 2 | | | 3,5 | 80 | 14 | 1,12 |
| ТР-10-16-3 | | | 3 | | | 5,5 | 115 | 22 | 2,53 |
| ТР-10-47-2 | 47 | ±20 | 2 | | | 4 | 90 | 16 | 1,44 |
| ТР-10-150-3 | 150 | | 3 | 3,5...4,5 | 3100...4000 | 5,5 | 115 | 22 | 2,53 |
| ТР-10-330-3 | 330 | | | | | | | | |
| ТР-10-510-2 | 510 | | 2 | | | | | | |
| ТР10-820-2 | 820 | | | | | | | | |
| ТР-10-1200-2 | 1200 | | | | | | | | |

**Примечания: 1. Рабочий температурный интервал терморезисторов серии ТР-10 — –60... +155 °С. 2. Максимально допустимое напряжение приборов — 253 В.**

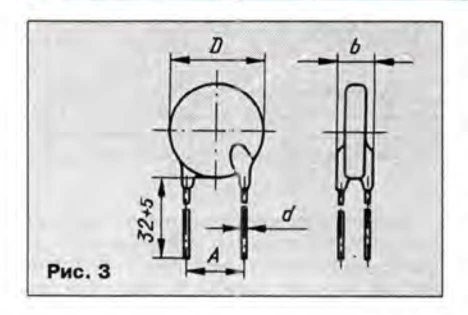


Рис. 3

да приращение тока стремится к нулю. Дифференциальное сопротивление пропорционально тангенсу угла β, образованного касательной к ВАХ, проведенной через рабочую точку, и осью тока (см. рис. 1). В точке характеристики, соответствующей наибольшему напряжению, дифференциальное сопротивление равно нулю; правее этой точки оно становится отрицательным.

В настоящее время разработан и серийно выпускается ряд типов мощных терморезисторов с отрицательным ТКС.

Общий вид терморезисторов показан на рис. 3, а основные размеры — в табл. 1. Электрические характеристики приборов представлены в табл. 2.

В заключение рассмотрим один из примеров применения терморезистора с отрицательным ТКС для ограничения пускового накального тока телевизионного кинескопа. Укажем здесь, что в статье В. Банникова "Защита накала кинескопа" ("Радио", 1993, № 4, с. 8, 9) подробно описан механизм старения и выхода из строя нити накала. В статье, кстати, отмечено, что из-за отсутствия промышленного выпуска мощных терморезисторов с отрицательным ТКС невозможно создать простые, надежные и дешевые (из-за минимального числа применяемых деталей) устройства защиты.

Для защиты нити накала кинескопа 61ЛК3Ц последовательно с ней включим терморезистор ТР-10-4,7-1,5. Способ защиты основан на компенсации отрицательным ТКС терморезистора положительного ТКС нити накала.

И нить, и терморезистор — нелинейны по сопротивлению. Аналитический расчет таких цепей крайне громоздок, поэтому удобнее использовать графический метод. На рис. 4 изображены ВАХ нити накала кинескопа (А), источника питания нити (Б), терморезистора (В), последовательной цепи нить—терморезистор (Г), трех мгновенных значений сопротивления нити накала ($R_{н1}$, $R_{н2}$, $R_{н3}$), мгновенного значения сопротивления терморезистора ($R_т$) и трех мгновенных значений сопротивления последовательной цепи нить—терморезистор ($R_1$, $R_2$, $R_3$).

***(Окончание следует)***

**Материал подготовили**
**В. ГАВРИЛОВ, В. ТЮХ**

*г. Котовск Тамбовской обл.*

# НАША КОНСУЛЬТАЦИЯ

## БАННИКОВ В. ДВУТОНАЛЬНАЯ СИРЕНА ПОВЫШЕННОЙ МОЩНОСТИ. — РАДИО, 1995, № 2, с. 34, 35.

**Печатная плата.**

Чертеж возможного варианта печатной платы устройства изображен на рис. 1. Ее желательно изготовить из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм. Плата рассчитана на установку постоянных резисторов МЛТ, оксидных конденсаторов К52-1 (К52-1Б) и керамических КМ. Не показанный на принципиальной схеме (рис. 1 в статье) блокировочный конденсатор C6' — КМ-5 емкостью 0,047...0,1 мкФ.

На плате размещены все детали, кроме кнопки SB1 и динамической головки BA1. Пружинящие контакты-держатели предохранителя FU1 (ПМ) припаяны к площадкам фольги, оставленным на пластине из фольгированного стеклотекстолита размерами 25×6×1,5 мм. К этим же площадкам припаяны и проволочные стойки диаметром 1 мм, с помощью которых пластина закреплена на плате.

Транзисторы VT1—VT4 установлены на Г-образных теплоотводах, согнутых из полосок листового (толщиной 2 мм) алюминиевого сплава АМц-П размерами 50×20 мм (размеры полок для крепления к плате — 20×15 мм). Штриховыми линиями на рис. 1 показаны проволочные перемычки, установленные со стороны деталей.

•

## ЯКОВЛЕВ Г. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСХЕМ СЕРИИ К174 В УСИЛИТЕЛЯХ ЗЧ. — РАДИО, 1994, № 12, с. 12—14.

**Печатная плата.**

Чертеж печатной платы и расположение на ней деталей стереофонического (по схеме на рис. 6 в статье) и монофонического (рис. 7 там же) усилителей мощности ЗЧ показаны на рис. 2 (за основу взят рисунок, приведенный в [6] списка литературы к статье). Плату рекомендуется изготовить из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм.

Для сборки обоих усилителей автор использовал резисторы МЛТ, конденсаторы К73-17 (C1, C2, C4, C10, C11) и К50-35 (остальные). При монтаже монофонического усилителя резистор R4 необходимо установить на место элемента, показанного на чертеже штриховыми линиями, вместо конденсаторов C12 и C13 впаять проволочные перемычки (изображены штриховыми дугами). Кроме того, надо изолировать, как показано светлой штрих-пунктирной линией, часть печатного проводника с отверстиями под правый (по чертежу) вывод конденсатора C8 и левый вывод резистора R7 (в скобках указаны позиционные обозначения резисторов R6 и R7 по схеме на рис. 7). Имеющиеся в плате "лишние" отверстия (на продолжении выводов конденсаторов C1, C2, C10, C12) используют в том случае, если не удастся приобрести малогабаритные детали. На место конденсатора с позиционным обозначением C3 устанавливают конденсатор с однонаправленными выводами (К50-35, К50-16), на место C' — с разнонаправленными (К20-29, К52-10, К53-18).

Микросхема DA1 установлена на П-образном дюралюминиевом теплоотводе размерами 80×80×60 мм, закрепленном на плате четырьмя винтами с гайками. Был опробован также игольчатый теплоотвод меньших размеров (80×20×25 мм). К какому-либо заметному ухудшению параметров усилителей это не привело.

Для соединения с предварительным усилителем ЗЧ, динамической головкой BA1 и источником питания применен разъемный соединитель МРН-14, вилка которого закреплена на плате.

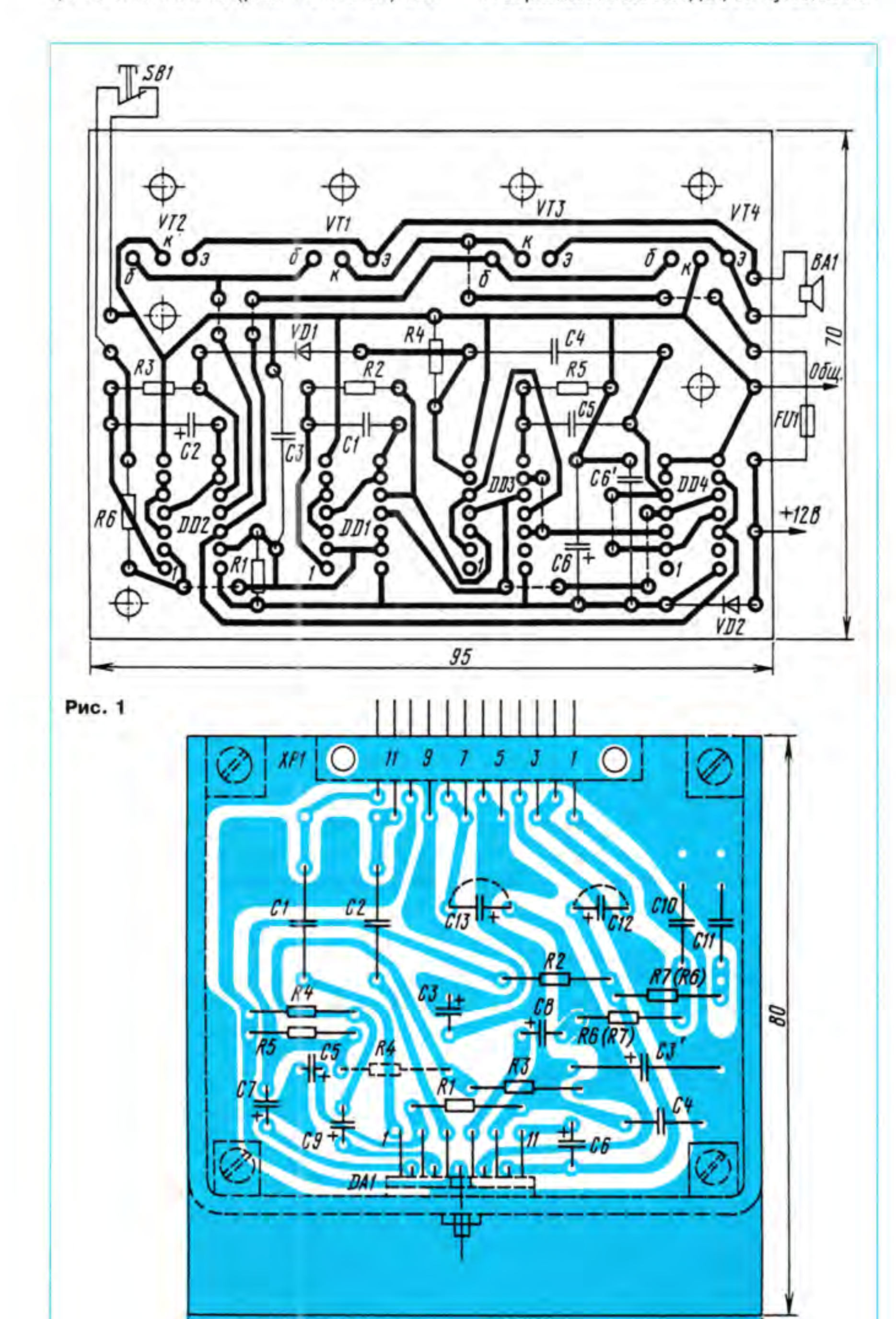



Рис. 1

Рис. 2

**ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ**

**Редакция консультирует только по статьям, опубликованным в журнале "Радио". Вопросы по разным статьям просим писать разборчиво на отдельных листах. Обязательно укажите название статьи, ее автора, год, номер и страницу в журнале, где она опубликована. Если Вы хотите, чтобы Вам ответили в индивидуальном порядке, вложите, пожалуйста, маркированный конверт с надписанным Вашим адресом. Консультации даются бесплатно.**

**Адресов авторов без их согласия редакция не сообщает. Если возникли вопросы, на которые, по Вашему мнению, может ответить только автор статьи, пришлите письмо нам, а мы перешлем его автору. Не забудьте в этом случае вложить два маркированных конверта: один — чистый, другой — с надписанным Вашим адресом.**